

# DISEÑO Y MONTAJE DEL LAZO DE CONTROL DE CORRIENTE AC PARA UN CONVERTIDOR FOTOVOLTAICO DE 200W CON FILTRO LCL DE SALIDA



Grado en Ingeniería  
eléctrica y electrónica

Trabajo Fin de Grado

Josu Barrado Guezala

Ernesto Luis Barrios Ripodas

Pamplona, 20/10/2020



## Diseño y montaje del lazo de control de corriente AC para un convertidor fotovoltaico de 200W con filtro LCL de salida



### Palabras clave:

Lazo de corriente, puente en H, control proporcional, control proporcional integral, control proporcional integral resonante, fotovoltaica, control analógico, convertidor, inversor.



## RESUMEN

Dada la necesidad de generación y consumo renovables para abastecer las necesidades energéticas actuales, además del reciente incremento de potencia fotovoltaica instalada, es de interés el entender todas las partes de las que se compone la generación fotovoltaica. En concreto, en este trabajo se ha realizado el control de corriente para un inversor, el cual irá conectado a un panel fotovoltaico de 200W. Se ha decidido implementar un lazo de control de corriente analógico que permita la elección entre tres tipos de controlador: Proporcional, Proporcional Integral y Proporcional Integral Resonante. De esta manera, se puede ver de forma práctica los beneficios e inconvenientes de cada uno. La realización de control analógica ya no es habitual hoy en día, pero su uso puede ser adecuado para determinadas situaciones. Por lo tanto se va a diseñar y montar el control de corriente del inversor.

## LABURPENA

Gaur egun energia berriztagarrien bidez gure kontsumoa hornitzeko premia dela eta, gainera instalazio fotovoltaikoen instalazioen haziera dela eta, ulertzen da garrantzizkoa dela ongi ulertzea instalazio fotovoltaiko batek dituen osagai guztien funtzionamendua. Zehazki, lan honetan inbertsore baten korrontearen kontrola gauzatu da, zein 200 W-ko panel fotovoltaiko batetara konektatua joango den. Korronte begizta modu analogikoan egitea adostu da, eta hiru kontrol moten artean aukeratu ahal izatea: Kontrol Proportzionala, Proportzional Integrala eta Proportzional Integral oihartzungarria. Modu honetan, era praktikoa batean ikus daiteke kontrolatzaile bakoitzak dituen onurak eta eragozpenak. Naiz eta gaur egun kontrol hauek ez diren analogikoki egiten, ulertzen da izan ahal duela erabilera egoera konkretuetarako. Hau dena esanda, lan honetan diseinatu eta muntatuko da korronte kontrola inbertsore honetarako.

## ABSTRACT

Given the need for renewable generation and consumption to supply current energy needs, in addition to the recent increase in installed photovoltaic power, it is interesting to understand all the parts of photovoltaic generation. Specifically, in this work has been carried out the current control for an inverter, which will be connected to a 200W photovoltaic panel. It has been decided to implement an analog current control loop that allows the choice between three types of controller: Proportional, Proportional Integral and Proportional Integral Resonant. In this way, we can see in a practical way the benefits and drawbacks of each one. The realization of analog control is no longer common today, but its use may be suitable for certain situations. Therefore, the inverter current control is to be designed and assembled.



## Contenido

RESUMEN .....	2
LABURPENA.....	2
ABSTRACT .....	2
Contenido .....	3
ÍNDICE DE IMAGENES.....	6
ÍNDICE DE TABLAS .....	9
1. INTRODUCCIÓN .....	10
1.1. ANÁLISIS HISTÓRICO DE CONSUMO Y GENERACIÓN .....	10
1.2. AUTOSUFICIENCIA.....	12
1.3. CALENTAMIENTO GLOBAL .....	13
1.4. SALUD HUMANA .....	14
1.5. PROBLEMAS RELACIONADOS CON LAS ENERGÍAS RENOVABLES .....	15
2. ENSAYOS PREVIOS.....	16
2.1. ONDA TRIANGULAR.....	16
2.2. COMPARADOR UNIPOLAR.....	18
3. DISEÑO DEL LAZO DE CONTROL DE CORRIENTE .....	20
3.1. CARACTERIZACIÓN DE LA PLANTA .....	20
3.2. DISEÑO DEL CONTROL PROPORCIONAL.....	27
3.3. SIMULACIÓN CONTROL PROPORCIONAL .....	29
3.4. DISEÑO CONTROL PROPORCIONAL INTEGRAL.....	31
3.5. SIMULACIÓN CONTROL PROPORCIONAL INTEGRAL .....	34
3.6. DISEÑO CONTROL PROPORCIONAL INTEGRAL RESONANTE .....	37
3.7. SIMULACIÓN Y CORRECCIONES DEL CONTROL PIR DISEÑADO .....	40
3.8. IMPLEMENTACIÓN ANALÓGICA DEL CONTROLADOR POPORCIONAL RESONANTE ...	44
1) PRIMERA FORMA .....	44
2) SEGUNDA FORMA .....	52
3.9. COMPARATIVA ENTRE CONTROLADORES.....	58
4. TIEMPO MUERTO PARA EL ENCENDIDO .....	60
4.1. TIEMPO MUERTO ANALÓGICO PRIMERA FORMA .....	60
4.2. TIEMPO MUERTO ANALÓGICO PARA EL ENCENDIDO SEGUNDA FORMA .....	66
5. DETECCIÓN DE SOBRECORRIENTE.....	68
5.1. CIRCUITO ANALÓGICO DE DETECCIÓN DE SOBRECORRIENTE .....	68
6. DISEÑO PCB .....	71
6.1. CRITERIOS GENERALES DE DISEÑO .....	71



6.2.	PCB PRINCIPAL.....	72
6.3.	PCB CONTROL PROPORCINOAL.....	76
6.4.	PCB CONTROL PROPORCIONAL INTEGRAL.....	77
6.5.	PCB CONTROL PROPORCIONAL INTEGRAL RESONANTE .....	78
7.	ENSAYOS REALIZADOS .....	79
7.1.	ENSAYO EN LAZO ABIERTO, SIN CARGA NI FILTRADO LCL .....	79
8.	CONCLUSIONES Y LÍNEAS FUTURAS .....	85
8.1.	CONCLUSIONES .....	85
8.2.	LÍNEAS FUTURAS .....	86
	APÉNDICE A. MATLAB .....	87
A-	1. PROGRAMA MATLAB PARA LAZO DE CORRIENTE PROPORCIONAL.....	87
A-	2. PROGRAMA MATLAB PARA LAZO DE CORRIENTE PROPORCIONAL INTEGRAL.....	90
A-	3. PROGRAMA MATLAB PARA LAZO DE CORRIENTE PROPORCIONAL INTEGRAL RESONANTE.....	93
	APÉNDICE B. CÁLCULOS MATEMÁTICOS.....	98
B-	1. FUNCIÓN DE TRANSFERENCIA CIRCUITO RESONANTE 1 .....	98
B-	2. ELECCIÓN DE COMPONENTES PARA RESONANTE 1 .....	100
B-	3. FUNCIÓN DE TRANSFERENCIA RESONANTE 2.....	102
B-	4. CÁLCULOS PARA EL CIRCUITO TIEMPO MUERTO PRIMERA FORMA .....	104
	• FUNCIÓN DE TRANSFERENCIA.....	104
	• TEOREMA DEL VALOR FINAL (Chen, Lundberg, Davison, & Bernstein, 2007).....	105
	• TRANSFORMADA INVERSA.....	105
	• RESOLUCIÓN ECUACIÓN TEMPORAL .....	106
	APÉNDICE C. DISEÑO PCB.....	107
C-1.	ESQUEMÁTICO PCB PRINCIPAL.....	91
C-1.	LISTA DE COMPONENTES PCB PRINCIPAL.....	92
C-1.	LAYOUT PCB PRINCIPAL .....	93
C-2.	ESQUEMATICO PCB CONTROL PROPORCIONAL .....	94
C-2.	LISTA DE COMPONENTES PCB CONTROL PROPORCIONAL .....	95
C-2.	LAYOUT PCB CONTROL PROPORCIONAL .....	96
C-3.	ESQUEMATICO PCB CONTROL PROPORCIONAL INTEGRAL .....	97
C-3.	LISTA DE COMPONENTES CONTROL PROPORCIONAL INTEGRAL .....	98
C-3.	LAYOUT CONTROL PROPORCIONAL INTEGRAL.....	99
C-4.	ESQUEMATICO PCB CONTROL PROPORCIONAL INTEGRAL RESONANTE .....	100
	.....	100
C-4.	LISTA DE COMPONENTES PCB CONTROL PROPORCIONAL INTEGRAL RESONANTE .....	101



C-4. LAYOUT PCB CONTROL PROPORCIONAL INTEGRAL RESONANTE.....	102
Bibliografía .....	103



## ÍNDICE DE IMAGENES

Imagen 1.1.1: Consumo medio anual en KWh/p/d.....	10
Imagen 1.1.2: Incremento de la potencia fotovoltaica generada.....	11
Imagen 1.2.1: Durabilidad de los combustibles fósiles cada año (Shafiee & Topal, 2008).....	12
Imagen 1.3.1: Ciclo natural y de origen antropogénico de Carbono, unidades en Giga toneladas de Carbono GtC. ....	13
Imagen 2.1.1: Circuito generador de la onda triangular (Carrier). ....	16
Imagen 2.1.2: Circuito prototipo para la generación de la onda triangular. ....	16
Imagen 2.1.3: Forma de onda del circuito generador de la triangular. ....	17
Imagen 2.2.1: Circuito inversor panel fotovoltaico y transformador. ....	18
Imagen 2.2.2: Comparador unipolar. ....	18
Imagen 2.2.3: Comparador unipolar. Triangular, Vctrl, M1 y M2.....	19
Imagen 2.2.4: Circuito prototipo, generador triangular y comparador unipolar. ....	19
Imagen 3.1.1: Circuito simplificado del convertidor a controlar. ....	20
Imagen 3.1.2: Diagrama de bloques de la planta.....	20
Imagen 3.1.3: Diagrama de Bode de la planta y el filtro. $R=5\text{ m}\Omega$ , $R=500\text{ m}\Omega$ . ....	21
Imagen 3.1.4: Circuito de la planta LCL con $V_{red}=0$ . ....	22
Imagen 3.1.5: Circuito simplificado a baja frecuencia. ....	22
Imagen 3.1.6: Circuito simplificado para media frecuencia.....	23
Imagen 3.1.7: Circuito equivalente cuando se da la resonancia 1.....	24
Imagen 3.1.8: Circuito equivalente cuando se da la resonancia 2. $Z_p$ = paralelo C y L2. ....	24
Imagen 3.1.9: Circuito simplificado para alta frecuencia.....	25
Imagen 3.1.10: Diagrama de Bode en lazo abierto de la planta y el filtro, añadiendo el comportamiento digital. ....	26
Imagen 3.2.1: Lazo cerrado de corriente. ....	27
Imagen 3.2.2: Diagrama de Bode del control Proporcional.....	28
Imagen 3.3.1: Simulación control proporcional. $MF=45$ . $K_p=5.8$ .....	29
Imagen 3.3.2: Simulación control Proporcional. $MF=45^\circ$ . $K_p=2.3$ .....	30
Imagen 3.3.3: Simulación control Proporcional Simulink. $MF=45$ . $K_p=2.3$ . ....	30
Imagen 3.4.1: Lazo cerrado de corriente. Control PI ..... 31	31
Imagen 3.4.2: Diagrama de Bode para $MF=30$ .....	32
Imagen 3.5.1: Implementación del controlador PI con op Amps, capacitores y resistencias. ...	34
Imagen 3.5.2: Simulación control Proporcional Integral. $MF=30$ . $T_n \cdot W_{ci}=10$ . ....	35
Imagen 3.5.3: : Simulación control Proporcional Integral. $MF=30$ . $T_n \cdot W_{ci}=6$ . ....	35
Imagen 3.5.4: Simulación $MF=30$ , $T_n \cdot W_{ci}=6$ . ....	36
Imagen 3.6.1: Diagrama de control de corriente en lazo cerrado. ....	37
Imagen 3.6.2: Ejemplo rectificador trifásico y forma de onda de la corriente (Power Electronics, 2006). ....	38
Imagen 3.7.1: Diagrama de Bode del lazo de corriente. Cerrado, abierto y perturbación.....	40
Imagen 3.7.2: Reducción de armónicos de red.....	41
Imagen 3.7.3: Respuesta ante sinusoidal 50 Hz con escalones. Referencia, salida y error. ....	41
Imagen 3.7.4: Simulación para comprobar la disminución del error. Referencia y salida.....	42
Imagen 3.7.5: Respuesta del lazo cerrado de corriente. Referencia, Salida, Error.....	43
Imagen 3.7.6: Respuesta del lazo cerrado de corriente, rechazo a la perturbación. Referencia, Salida, Error. ....	43
Imagen 3.8.1: Circuito resonante a 50 Hz (Rothen, y otros, 2014, pág. 1510) .....	44
Imagen 3.8.2: Diagrama de Bode del efecto de aumentar $K_{rf}$ . $K_{rf}=31$ y $K_{rf}=125$ .....	45



Imagen 3.8.3: Corriente por R1, R2 y RB.....	46
Imagen 3.8.4: Diagrama de bode término resonante a 50 Hz. ....	47
Imagen 3.8.5: Simulación para el control PIR simplificado. Referencia, salida y error.....	47
Imagen 3.8.6: Simulación PIR en PSIM.....	48
Imagen 3.8.7: Simulación con $F_c=400$ Hz.....	49
Imagen 3.8.8: Diagrama de Bode PIR primera forma. ....	49
Imagen 3.8.9: Comparativa resonante IDEAL y REAL con el circuito propuesto. ....	50
Imagen 3.8.10: Simulación con los parámetros de la tabla 3.8.3.Control PIR en PSIM. ....	51
Imagen 3.8.11: Simulación con los parámetros de la tabla 3.8.3. Control PIR en Simulink.....	51
Imagen 3.8.12: Diagrama de bloques para resonante analógico (Teodorescu, Blaabjerg, & Liserre, 2006).....	52
Imagen 3.8.13: Implementación real del diagrama de bloques para el término resonante. ....	53
Imagen 3.8.14: Diagrama de Bode con el controlador PIR segunda forma. Lazo abierto, cerrado y perturbación. ....	54
Imagen 3.8.15: Simulación PSIM, PIR segunda manera.....	54
Imagen 3.8.16: Simulación $V_1(s)$ , $V_3(s)$ y $V_{o1}(s)$ .....	55
Imagen 3.8.17: Simulación sin restricción de alimentación de los amplificadores operacionales. ....	55
Imagen 3.8.18: Tensiones en el circuito resonante sin restricciones de alimentación. $V_1(s)$ , $V_3(s)$ y $V_{o1}(s)$ .....	56
Imagen 3.8.19: Simulación para referencia 0 Arms. ....	56
Imagen 3.8.20: Simulación para referencia 5 Arms. ....	57
Imagen 4.1.1: Forma de onda para la explicación del tiempo de retardo analógico (Mei, Williams, & Eberle, 2013).....	60
Imagen 4.1.2: Circuito para la obtención del tiempo muerto en el encendido.....	60
Imagen 4.1.3: Simulación tiempo muerto. Entrada, carga RC, referencia y salida.....	61
Imagen 4.1.4: Circuito RC para el tiempo muerto modificado. ....	61
Imagen 4.1.5: Simulación circuito RC modificado. Entrada, carga RC y salida. ....	62
Imagen 4.1.6: Circuito a implementar para el tiempo de retardo.....	62
Imagen 4.1.7: Simulación circuito para tiempo de retardo encendido. $V_{in}$ , $V_{rc}$ , ref y $V_{out}$ . ....	64
Imagen 4.1.8: Zoom para el tiempo de encendido. $V_{in}$ , $V_{rc}$ , ref y $V_{out}$ .....	65
Imagen 4.1.9: Zoom para el tiempo de apagado. $V_{in}$ , $V_{rc}$ , ref y $V_{out}$ . ....	65
Imagen 4.2.1: Circuito para generar tiempos muertos (Herber Ramírez, 2006). ....	66
Imagen 4.2.2: Prototipo Tiempo muerto analógico segunda forma.....	66
Imagen 4.2.3: Captura tiempo muerto segunda forma. Entrada A, S2 y S1. ....	67
Imagen 4.2.4: Zoom para comprobar el tiempo muerto. ....	67
Imagen 5.1.1: Circuito de detección de sobrecorriente.....	68
Imagen 5.1.2: Transitorio con detección de sobrecorriente.....	69
Imagen 5.1.3: Comportamiento ante sobrecorriente permanente.....	70
Imagen 5.1.4: FFT de la zona de sobrecorriente. ....	70
Imagen 6.2.1: Generación triangular en la PCB principal. ....	72
Imagen 6.2.2: Comparador unipolar y generación de tiempos muertos en la PCB principal, capa TOP. ....	73
Imagen 6.2.3: Comparador unipolar y generación de tiempos muertos en la PCB principal, capa BOTTOM.....	74
Imagen 6.2.4: Acondicionamiento Imed, restador, filtrado digital y detección de sobrecorriente capa TOP.....	74





Imagen 6.2.5: : Acondicionamiento lmed, restador, filtrado digital y detección de sobrecorriente capa BOTTOM. ....	75
Imagen 6.3.1: Control Proporcional capa TOP y BOTTOM.....	76
Imagen 6.4.1: Control Proporcional Integral capa TOP y BOTTOM. ....	77
Imagen 6.5.1: Control Proporcional Integral Resonante capa TOP. ....	78
Imagen 7.1.1: Salida de tensión del puente en H, VAB.....	79
Imagen 7.1.2: FFT de la señal mostrada en la imagen 7.1.1. ....	80
Imagen 7.1.3: Zoom a baja frecuencia de FFT imagen 7.1.2.....	81
Imagen 7.1.4: FFT de la señal VAB con referencia 500 Hz. ....	81
Imagen 7.1.5: Zoom a baja frecuencia de la imagen 7.1.4. ....	82
Imagen 7.1.6: FFT de la señal VAB con referencia a 1.5 KHz. ....	82
Imagen 7.1.7: Zoom a baja frecuencia de la imagen 7.1.6. ....	83
Imagen 7.1.8: FFT de la tensión VAB con referencia a 15 KHz.....	84
Imagen 7.1.9: Forma de onda VAB con referencia 15 KHz. ....	84
Imagen 8.2.1: Circuito completo del convertidor, batería y red.....	86



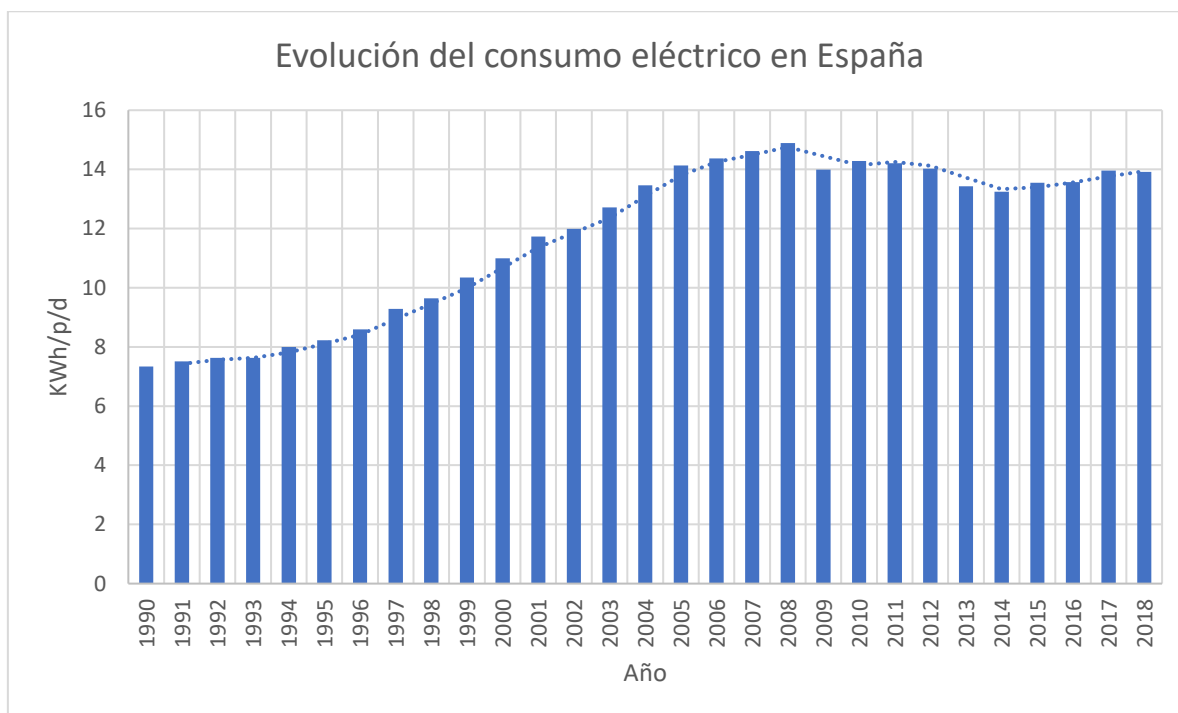
## ÍNDICE DE TABLAS

Tabla 3.1.1: Valores de los elementos del convertidor.....	21
Tabla 3.2.1: Resultados del control Proporcional .....	27
Tabla 3.4.1: Resultados del control Proporcional Integral mediante Matlab. $T_n \cdot \omega_{ci} = 10$ . ....	32
Tabla 3.4.2: Resultados para $MF=40$ , barrido de $K_p$ y $T_n$ . ....	33
Tabla 3.5.1: Parámetros adoptados tras la simulación.....	36
Tabla 3.6.1: Valores del controlador PIR.....	39
Tabla 3.8.1: Resultados para el control resonante 1. ....	46
Tabla 3.8.2: Parámetros del sistema resonante real. ....	50
Tabla 3.8.3: Nuevos valores para el control PIR real.....	50
Tabla 3.8.4: Parámetros resonantes .....	52
Tabla 3.8.5: Valores de los parámetros para el circuito resonante 2. ....	53
Tabla 3.9.1: Comparación de los tres controladores diseñados. ....	58
Tabla 3.9.2: Coste de la implementación práctica de cada controlador.....	59
Tabla 4.1.1: Valores para los elementos del circuito para el tiempo muerto.....	64

## 1. INTRODUCCIÓN

### 1.1. ANÁLISIS HISTÓRICO DE CONSUMO Y GENERACIÓN

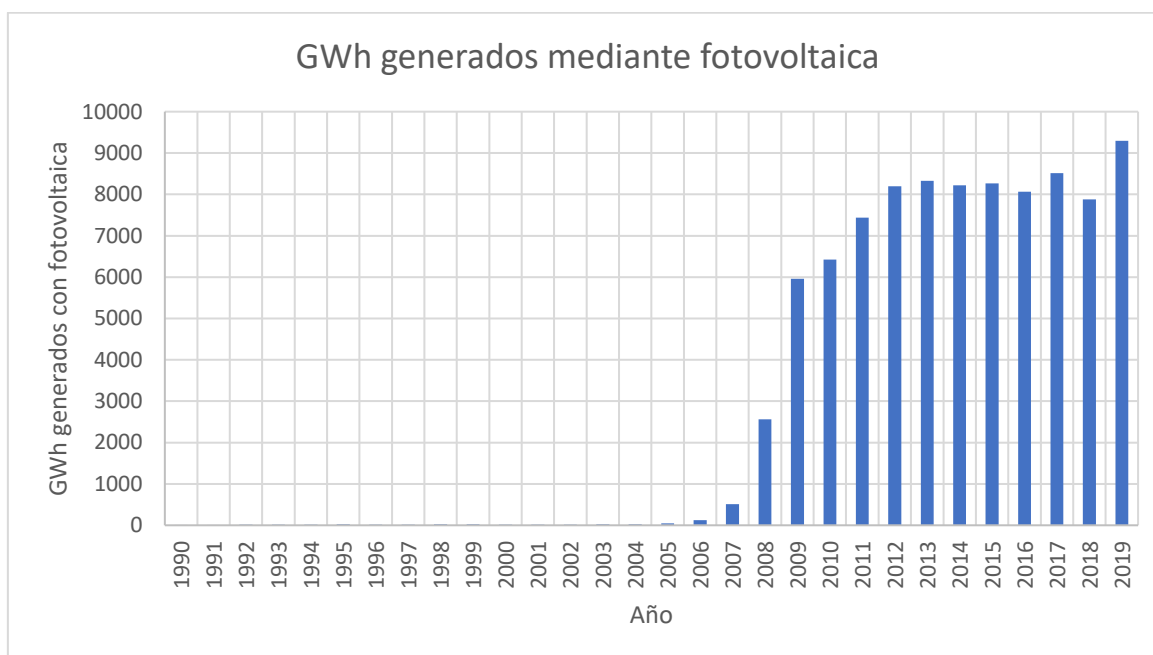
Tomando los datos de IDAE (IDAE, 2018) para el año 2018, se ha calculado que en España el consumo de energía final fue de 59 KWh por persona y día, de los cuales 14 KWh fueron consumidos en electricidad. Haciendo un barrido desde el 1990 hasta 2018, podemos visualizar una gráfica con la evolución del consumo eléctrico en España. Nuevamente tomamos como valor de consumo los KWh consumidos por persona y día de media durante cada año.



*Imagen 1.1.1: Consumo medio anual en KWh/p/d*

En esta imagen vemos como ha habido un aumento considerable en el consumo de energía eléctrica, pero actualmente se ha estabilizado en torno a los 14 KWh/p/d. Sin embargo, cabe pensar que este consumo aumente, debido por ejemplo a un mayor número de aparatos electrónicos y la electrificación del transporte. Es lógico pensar que puede haber un aumento de la demanda eléctrica en los próximos años, debido al agotamiento de los combustibles fósiles, los cuales son sustituibles por las energías renovables, que pueden ser una opción local y duradera de suministro. Sustituir formas de energía como la calefacción con gas natural y el transporte con combustibles fósiles por bombas de calor y transporte eléctrico puede ser una transición que se de en los próximos años. Es por lo tanto importante poder autoabastecerse de energías renovables por tres razones fundamentales: **Independencia económica o autosuficiencia, calentamiento global y salud humana**. Pueden existir otras razones por las cuales son de gran interés las energías renovables, como puede ser el conseguir un beneficio económico instalando y vendiendo energía eléctrica renovable, pero considero que estas tres mencionadas son las más importantes.

Ya se están tomando decisiones para el aumento de la producción de energía eléctrica renovable y la disminución de combustibles fósiles, gracias al protocolo de Kioto y recientemente al acuerdo de París (C2ES, 2017). En este último se establece el objetivo de evitar que el incremento de la temperatura media global supere los 2°C respecto a los niveles preindustriales y busca, además, promover esfuerzos adicionales que hagan posible que el calentamiento global no supere los 1,5°C (España, 2018). Estos acuerdos han hecho que haya un aumento de las energías renovables instaladas. La última cumbre fue en 2019 en Madrid, llamada COP25 – Chile. En esta cumbre las negociaciones fueron incompletas, por lo que se enviarán los términos sin finalizar a la siguiente cumbre, en Santiago (Asadnabizadeh, 2019). Tomando datos de IEA (IEA, 2020), podemos hacer la siguiente gráfica que muestra el aumento de la potencia fotovoltaica generada.



*Imagen 1.1.2: Incremento de la potencia fotovoltaica generada.*

El protocolo de Kioto se realizó en 1997, pero no entró en vigor hasta 2005 (Fernández Cuesta & Fonti de García, 2007). Vemos reflejado en esta imagen como es a partir de 2005 cuando realmente empieza a aumentar la potencia generada, pues antes de este año es despreciable. Hay un aumento muy grande en pocos años, pero desde 2012 hasta 2018 no hay apenas cambio, de lo que se deduce que no se instalaron nuevos parques de fotovoltaica. Nuevamente en 2019 hay un aumento, lo que indica la nueva instalación de parques fotovoltaicos. En vista del actual incremento en potencia fotovoltaica instalada, resulta de interés entender el funcionamiento de los elementos que participan en su generación, y es por lo que se ha decidido realizar este trabajo sobre el control de corriente de un inversor para un panel fotovoltaico de 200W. Además, en la actualidad la reducción de precio de los paneles fotovoltaicos ha hecho que sea una elección rentable en la mayoría de situaciones (López Prol & W. Steininger, 2017). Aunque la rentabilidad de una instalación se ha de estudiar en cada caso concreto, teniendo en cuenta la cantidad de energía solar que hay en la localización exacta y las posibilidades de instalación, así como el coste de los elementos a utilizar para la generación eléctrica.

Como ya se ha dicho antes, son tres las razones principales que impulsan la generación renovable y se van a explicar a continuación.

## 1.2. AUTOSUFICIENCIA.

El argumento para explicar este motivo es, que si un país depende de fuentes externas importadas para el consumo de energía, no controla el precio de dichos recursos y por lo tanto es susceptible a entrar en crisis. Como ejemplo, se puede ver la crisis del petróleo en España entre 1973 y 1979 (Rodríguez Inciarte, 2005). Lo que sucedió en esta crisis fue un corte de suministro por parte de la OPEP (Organización de Países Exportadores de Petróleo), debido a la guerra de Yom Kippur (Lorca Alcalá, 2015). Esta guerra se dio entre Egipto y Siria con sus aliados árabes contra el estado de Israel y sus aliados en occidente. Debe su nombre a la festividad judía de Yom Kippur, día en el cual, con tensiones anteriores entre los países citados, se produjo un ataque por parte de Egipto y Siria a Israel (Uri-Bar, 2007). En este ejemplo se puede ver como el depender de otros países para el suministro de materias primas para la producción de energía no es una buena opción, pues crea inestabilidad. Es por lo tanto una razón de peso el invertir en que cada país sea autosuficiente energéticamente, para así controlar su producción total de energía.

La generación de energía eléctrica y el transporte con combustibles fósiles perpetúa este estado de dependencia con países externos. Además los combustibles fósiles son finitos, razón suficiente para evitar el consumo de éstos y buscar fuentes alternativas a estas. La salida a la dependencia son las energías renovables, que se generan de forma local, con los recursos de cada territorio (CRESPO MARTINEZ, et al., 2003).

Para ver de forma gráfica la durabilidad de los combustibles fósiles se muestran la imagen a continuación, que determina la durabilidad de cada combustible fósil en cada año. Además el consumo de estos está en aumento, por lo que se prevé una durabilidad menor a medida que avancen los años (Shafiee & Topal, 2008).

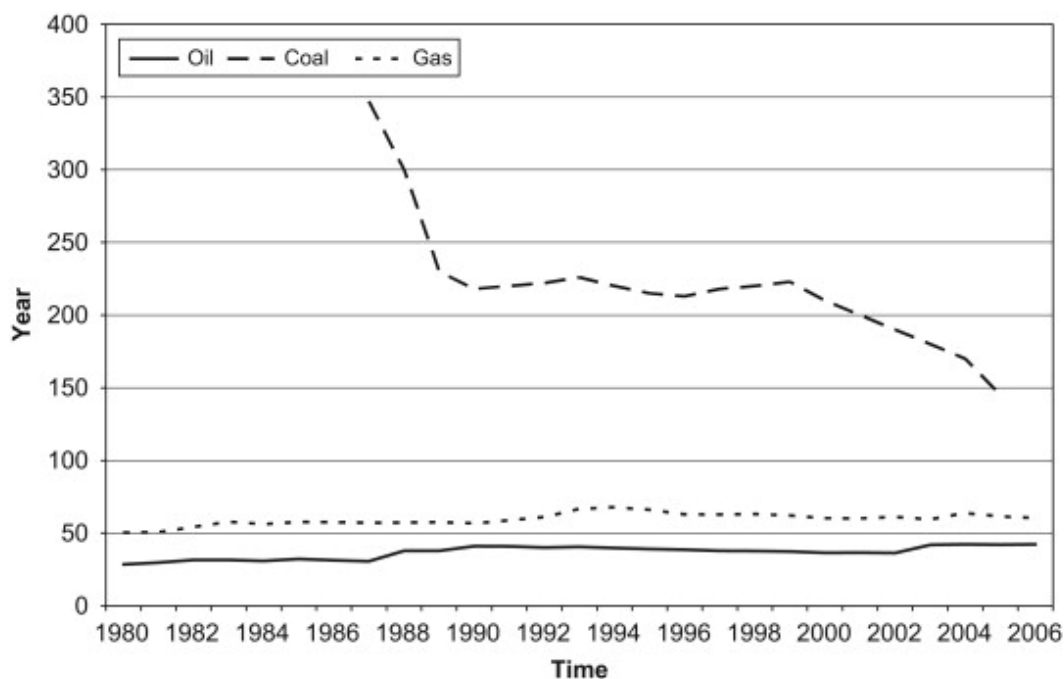


Imagen 1.2.1: Durabilidad de los combustibles fósiles cada año (Shafiee & Topal, 2008).

### 1.3. CALENTAMIENTO GLOBAL

Considerando el  $\text{CO}_2$  como el principal gas de efecto invernadero, podemos ver que los flujos naturales que fluyen desde la tierra y los océanos a la atmósfera son muy grandes, mucho mayores que los que se producen por la quema de combustibles fósiles o por la actividad humana. Cabe pensar por lo tanto, que la introducción de un nuevo flujo de  $\text{CO}_2$  puede ser insignificante si es pequeña y no tener efecto (Lawson, 2007), sin embargo, los flujos naturales de  $\text{CO}_2$  se cancelan (Denman, 2007). La adición de un flujo extra de  $\text{CO}_2$  hace que este se vaya acumulando (Samanes Pascual, et al., 2017). El  $\text{CO}_2$  es un gas de efecto invernadero, y el efecto de estos gases es la absorción de la radiación infrarroja emitida por la tierra y devolverla a esta, en direcciones aleatorias (Martínez & Fernández Bremauntz, 2005). El efecto de esta radiación es el aumento de las temperaturas. Esto hará que se derrita la capa de hielo de Groenlandia, aumentando el nivel del mar (Tin, 2008). El aumento de temperaturas puede afectar además a diversos ecosistemas, y por lo tanto la Tierra dejará de proporcionar algunos bienes y servicios que hoy en día se consideran garantizados (Samanes Pascual, et al., 2017).

En la siguiente imagen se muestran los ciclos naturales y de origen antropogénico de carbono. La actividad humana genera un extra en el ciclo que no se puede cancelar y se va acumulando en la atmósfera (Denman, 2007).

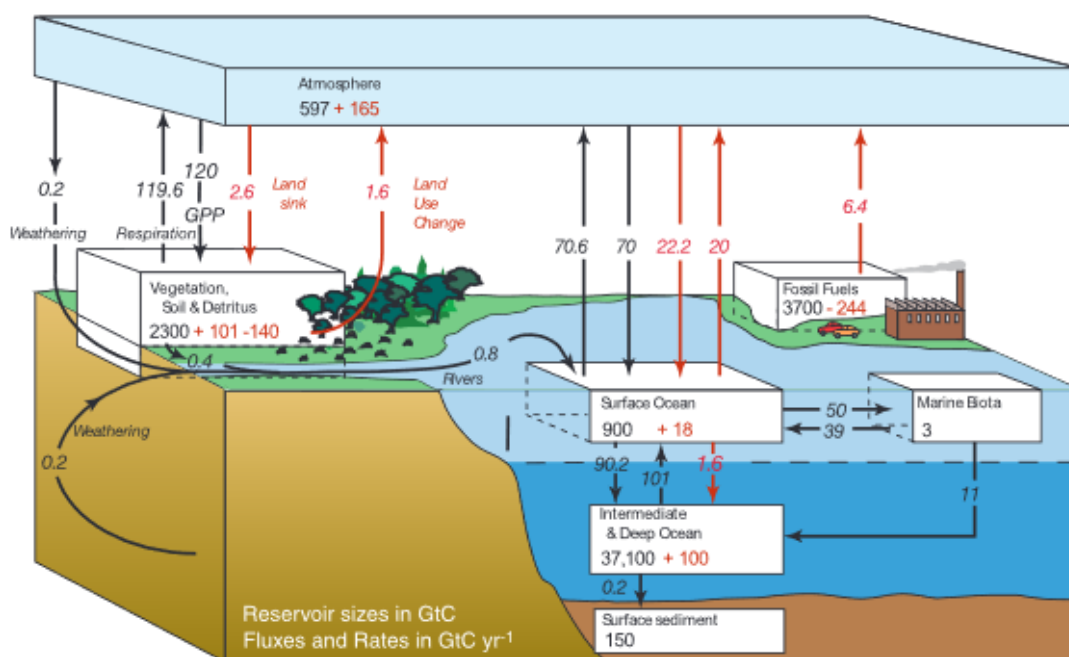


Imagen 1.3.1: Ciclo natural y de origen **antropogénico** de Carbono, unidades en Giga toneladas de Carbono GtC.

Dicho lo anterior, es una razón de peso el invertir en la producción de energías renovables, las cuales no generan gases de efecto invernadero (salvo en la construcción de los elementos necesarios para su uso). Además, la electrificación del transporte y el uso de energía eléctrica renovable en sustitución de usos actuales con combustibles fósiles contribuirá de manera sustancial a evitar el aumento de la temperatura media global.



## 1.4. SALUD HUMANA

Es un factor de peso el tener en cuenta nuestra propia salud a la hora de tomar decisiones para evitar el consumo de combustibles fósiles. Como ya se ha visto con los ciclos naturales de carbono, siempre han existido contaminantes en la atmósfera que puedan afectarnos, tales como tormentas de arena, erupciones volcánicas, descomposición de la materia, incendios o polen, entre otros. Sin embargo, tras la revolución industrial fue cuando realmente empezó a haber un aumento masivo de la contaminación del aire, debido a la quema de combustibles fósiles, lo cual a llevado a una disminución de la calidad del aire, produciendo un reciente aumento de problemas en la salud de la población (Aránguez, et al., 1999) (Medicina, 2015).

De la misma forma que en la adición de flujo de carbono adicional, cualquier intervención antropogénica que se produzca en el medio natural conlleva una serie de consecuencias sobre todos los componentes del medio ambiente, incluida la salud de las personas, lo que se denomina **efecto dominó** (Calvo, Molina , & Salvachúa, 2009).

Tomando datos de la OMS para el año 2012, se registraron aproximadamente 12.6 millones de fallecimientos a nivel mundial debido a la contaminación antropogénica (OMS, 2016). Esto supone un 23% del total de muertes anuales registradas. Además, estiman que el 24% de la morbilidad es a causa de la contaminación antropogénica del medio. Los factores humanos que causan estas muertes y la morbilidad nombrada son la contaminación del agua, el aire y el suelo, el cambio climático, radiación ultravioleta y prácticas agrícolas entre otros. Algunos de estos factores no se pueden eliminar gracias a las energías renovables, pero los más importantes si. Además, de estos factores nombrados el que mayor peso tiene en la salud humana es la contaminación del aire (OMS, 2016). La proveniencia de esta contaminación es principalmente la industria, el transporte y calefacción de los hogares. Estas fuentes principales de contaminación son sustituibles por fuentes renovables en un futuro.

Las publicaciones realizadas por la Organización Mundial de la Salud el 25 de marzo de 2014, estimaron que al año mueren aproximadamente **7 millones** de personas a causa de la contaminación antropogénica del aire. Esto supone que 1 de cada 8 muertes es a causa de la contaminación (OMS, 2014).

Son datos lo bastante sustanciosos como para tomar esta razón de peso, y llevar a cabo una transición en la que se eliminan los combustibles fósiles de nuestro uso energético actual. Como ya se ha comentado, para evitar la contaminación del aire, es necesario sustituir las fuentes actuales de combustibles fósiles por fuentes renovables, las cuales proporcionan electricidad o calor y no contaminan el aire.



## 1.5. PROBLEMAS RELACIONADOS CON LAS ENERGÍAS RENOVABLES

Dicho todo lo anterior, es importante realizar la transición a consumir energías únicamente renovables, pero ¿Qué problemas puede dar esto?

Por un lado, la mayoría de las energías renovables no son programables y es difícil ajustar un correcto balance entre generación y consumo. Los excedentes de energía se tendrán que almacenar. En la actualidad la mejor forma de realizar este almacenamiento es el uso de presas a distinta altura. Cuando hay excedente, se bombea agua a la presa alta y así se consigue almacenar energía potencial. Además, la energía hidráulica si es programable, pudiendo así ayudar a regular el balance de generación y consumo. En el caso de países con poco recurso renovable, se podría optar por energía nuclear, la cual produce menos residuos que el carbón o gas (Samanes Pascual, et al., 2017).

Por otro lado, el no ser las fuentes renovables programables, tampoco pueden responder a variaciones bruscas en la demanda, y esto podría llevar a la desincronización de la red y desconexión del sistema. Para este caso, la energía nuclear no es una buena solución, ya que por sus características no puede variar su potencia generada de forma brusca. Nuevamente, la energía hidráulica nos permite hacer frente a variaciones bruscas, ya que en pocos segundos es capaz de pasar de potencia cero a máxima. Para países con bajo recurso hidráulico, se propone en el libro escrito por doctores de la UPNA llamado *“Energía Sostenible. Sin malos humos”* el aprovechamiento de las baterías de los coches eléctricos. En un supuesto en el que toda (o casi toda) la red fuera renovable y que el transporte por particulares fuese eléctrico, proponen utilizar cargadores inteligentes, los cuales utilicen la batería de los coches para hacer frente a las variaciones bruscas en la demanda. Los coches pasan aproximadamente el 95% del tiempo parados, y si todos los automóviles actuales fueran sustituidos por eléctricos, serían una gran fuente para hacer frente a estas variaciones en la demanda (Samanes Pascual, et al., 2017). Es relativamente sencillo detectar cuando se produce un exceso de demanda, pues la frecuencia de la red disminuye.



## 2. ENSAYOS PREVIOS

En los siguientes ensayos previos, se han realizado pequeñas correcciones y un nuevo montaje de los circuitos propuestos en el TFG de Borja, para comprobar su correcto funcionamiento y aplicabilidad a este TFG. Así pues, se ha conseguido una onda triangular a 20 KHz y 20 V<sub>pico-pico</sub>, y comprobado el correcto funcionamiento del comparador unipolar.

### 2.1. ONDA TRIANGULAR

El primer paso ha sido el de comprobar la onda triangular generada mediante el siguiente circuito, el cual se ha copiado en una PCB de prototipado para posteriormente realizar pruebas al convertidor completo. La frecuencia que es ahora necesaria para el diseño del convertidor se ha establecido en 20 KHz, por lo que se han escogido potenciómetros de 100 K $\Omega$  en vez de 50 K $\Omega$ . También se ha aumentado el valor de la capacidad hasta 330 pF.

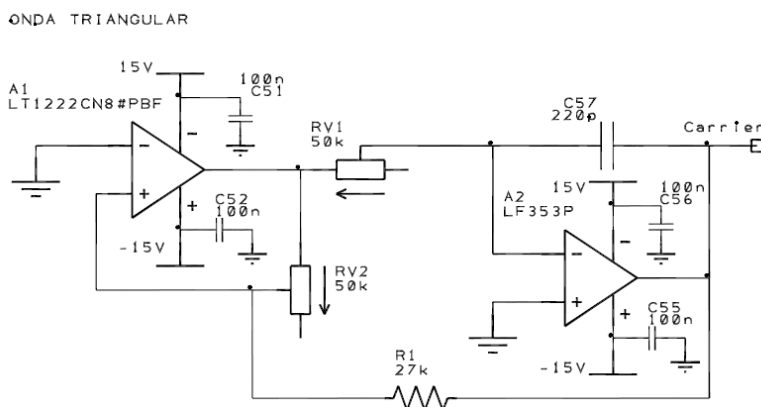


Imagen 2.1.1: Circuito generador de la onda triangular (Carrier).

Con las variaciones realizadas se ha montado el circuito de la imagen 2.1.1, como puede verse en la siguiente imagen.

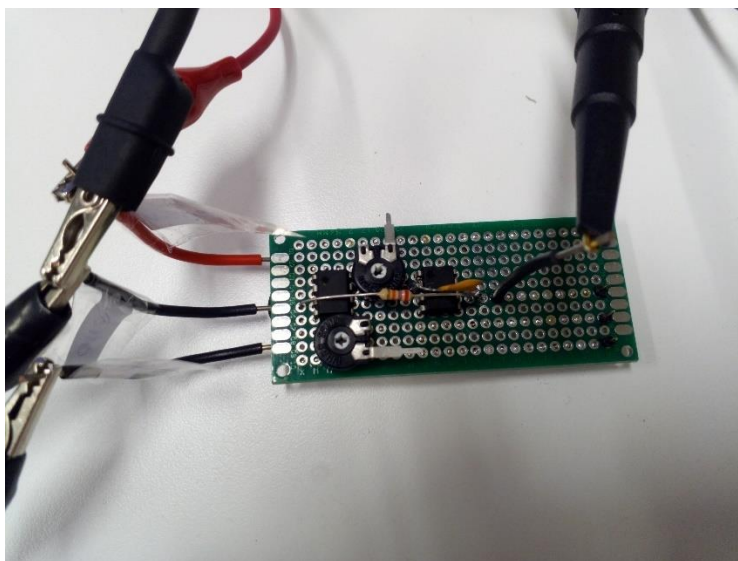


Imagen 2.1.2: Circuito prototipo para la generación de la onda triangular.

Para terminar, se añade la captura de la medida realizada con el osciloscopio.

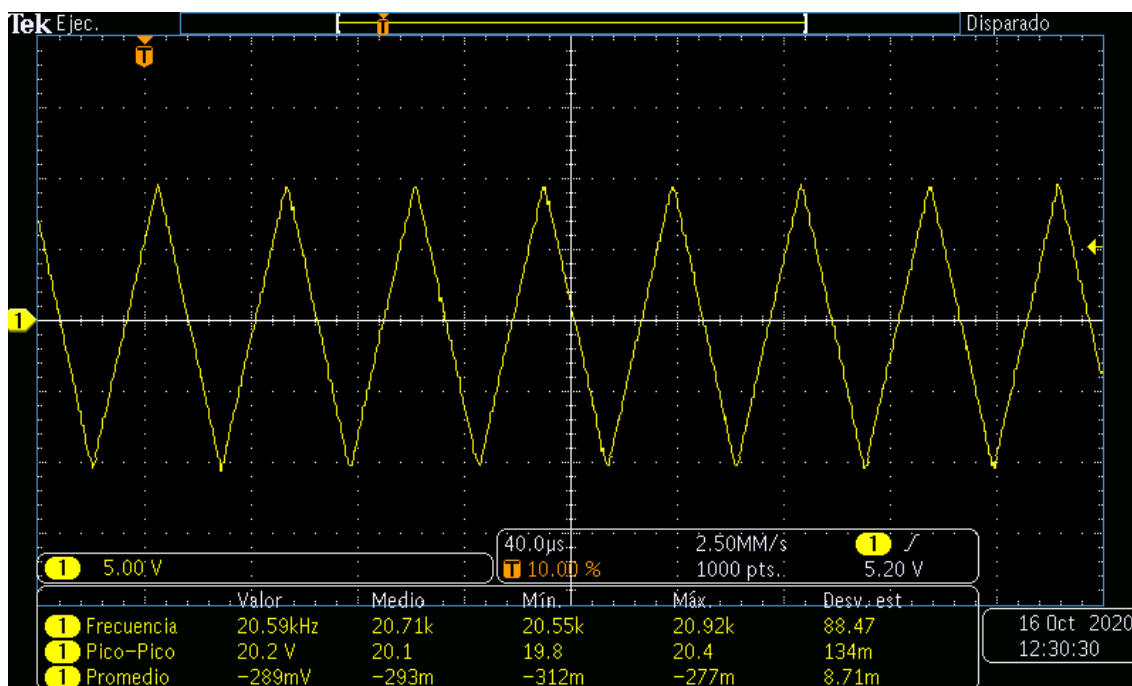


Imagen 2.1.3: Forma de onda del circuito generador de la triangular.

En esta última imagen, se comprueba como la frecuencia es cercana a 20 KHz y la amplitud de 20.2 V<sub>pico-pico</sub>. Además, tiene algo de valor promedio, que se podría ajustar con circuito con el que pudiéramos añadir ganancia variable con un potenciómetro y un amplificador operacional.

## 2.2. COMPARADOR UNIPOLAR

Para validar el circuito propuesto por Borja, se ha copiado en una placa de prototipado con soldadura. Se ha hecho de manera que se conecta a la placa de prototipo que genera la triangular. Así pues, comparamos esta triangular con una senoide proveniente de un generador de funciones (en adelante  $V_{ctrl}$ ) y comprobamos el correcto funcionamiento del comparador unipolar. En la siguiente imagen podemos ver un esquema general del convertidor empleado. En este caso concreto, vamos a prescindir de la batería pues solo se va a realizar el lazo de control de corriente, por lo que los relés  $S1$  y  $S2$  tampoco serán necesarios. Es de gran interés esta imagen, para ver la nomenclatura utilizada para los semiconductores.

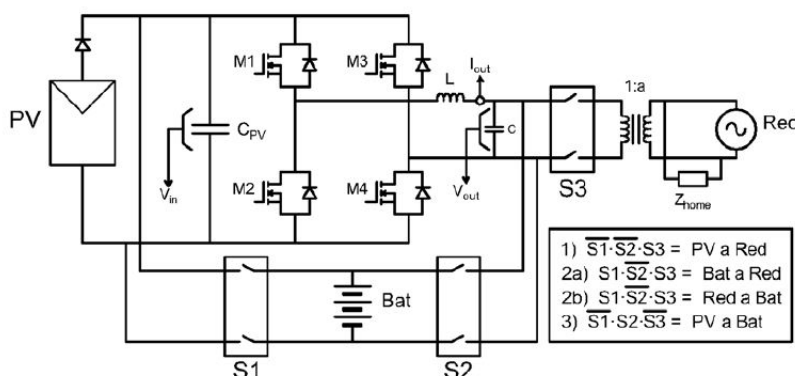


Imagen 2.2.1: Circuito inversor panel fotovoltaico y transformador.

La señal de control se compara mediante unos operacionales, que generan los disparos que van al driver, como se ve en la siguiente imagen.

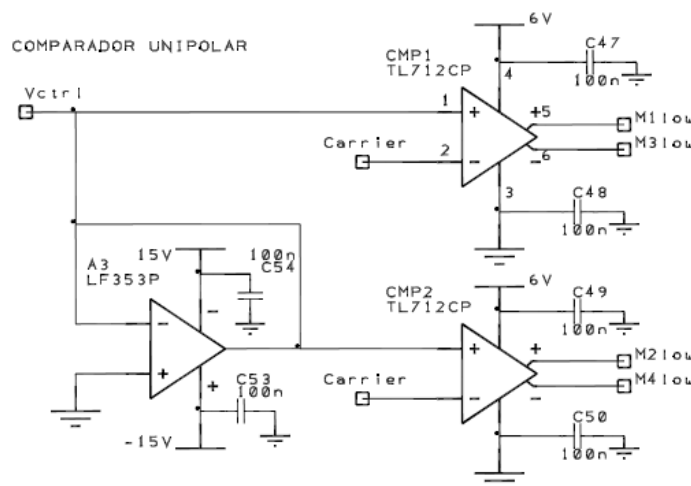


Imagen 2.2.2: Comparador unipolar.

Esta misma nomenclatura se usa para el diseño del circuito comparador como puede verse en la Imagen 2.2.2 ( $M1$ ,  $M2$ ,  $M3$  y  $M4$ ). Para la realización del ensayo, se ha medido la onda triangular, la señal de control,  $M3$  y  $M2$  a fin de comprobar el correcto funcionamiento. Se añade la captura de pantalla de la medición realizada con el osciloscopio.

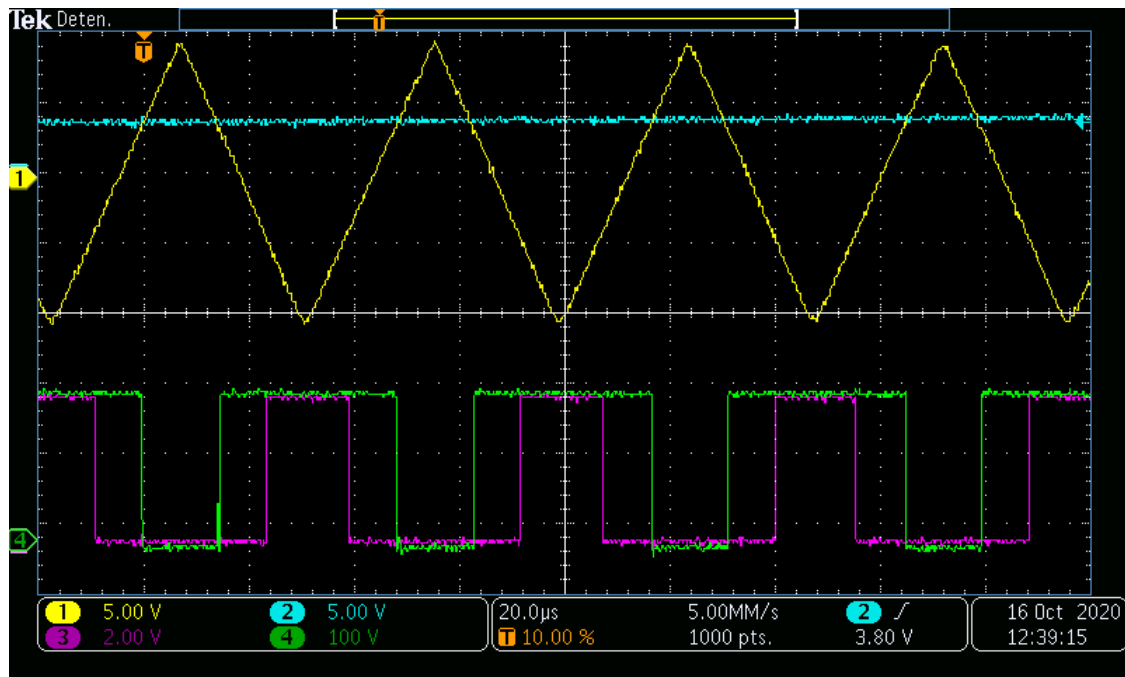


Imagen 2.2.3: Comparador unipolar. Triangular,  $V_{ctrl}$ , M1 y M2.

Se comprueba el correcto funcionamiento del comparador. Si  $V_{ctrl}$  es menor que la triangular, M1 está en bajo, mientras que si ocurre lo contrario, M1 está en alto. Para M2 se compara con la inversa de la triangular, la cual no aparece en la imagen, pero podemos deducir donde estaría, simplemente invirtiéndola. En esta caso, si  $V_{ctrl}$  invertida es mayor que la triangular, M2 está en alto, y cuando ocurre lo contrario M2 está en bajo. Para terminar, se añade una foto realizada del circuito montado.

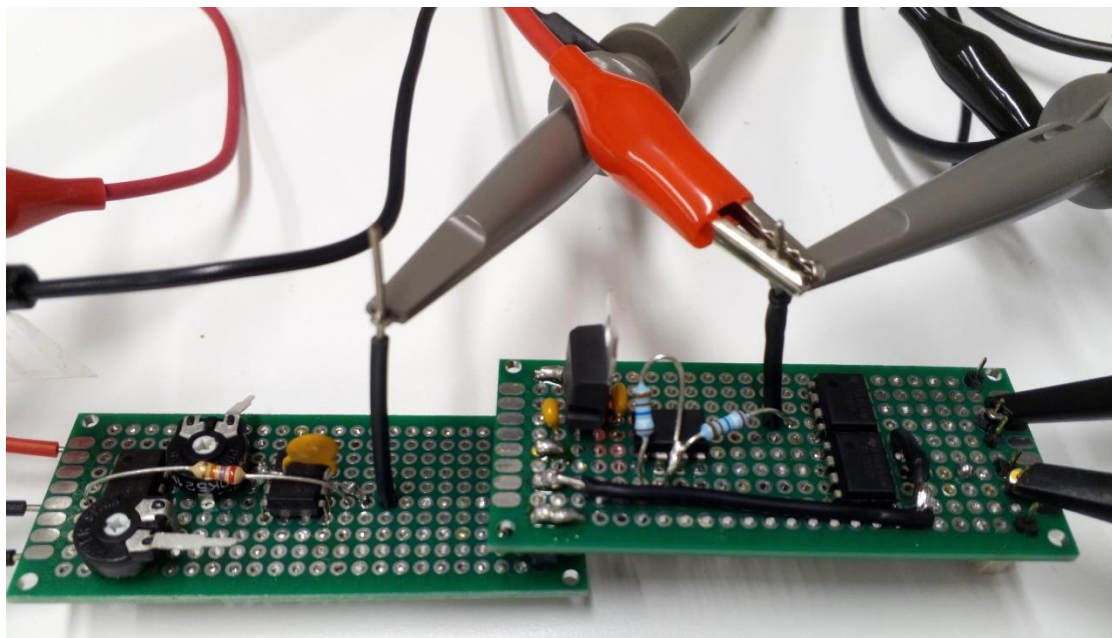


Imagen 2.2.4: Circuito prototipo, generador triangular y comparador unipolar.

### 3. DISEÑO DEL LAZO DE CONTROL DE CORRIENTE

#### 3.1. CARACTERIZACIÓN DE LA PLANTA

Utilizando el mismo sistema que en el convertidor de Borja, mostrado en la imagen 3.1.1, se obtiene el diagrama de bloques mostrado en la imagen 3.1.2, el cual será utilizado en Matlab para el diseño del controlador (Payan, 2018, pág. 40). Se pretende realizar un control proporcional, proporcional integral y proporcional resonante, como se verá a continuación.

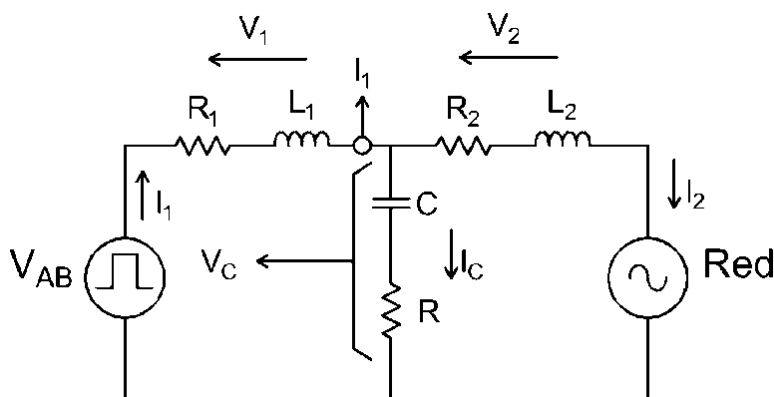


Imagen 3.1.1: Circuito simplificado del convertidor a controlar.

La corriente que queremos controlar es la inyectada a red  $I_2$ , pero en realidad medimos y controlamos la corriente  $I_1$ . Esto es de interés, por un lado porque de esta manera tendremos control sobre la corriente que pasa directamente por los semiconductores del inversor, y por otra parte porque a bajas frecuencias —trabajando a 50 Hz se considera baja frecuencia— el condensador se comportará como un circuito abierto, lo que implica que  $I_1=I_2$  (Payan, 2018, pág. 40).

Utilizando la caracterización de los elementos con la variable  $s$  de Laplace y operando, se llega al siguiente diagrama de bloques:

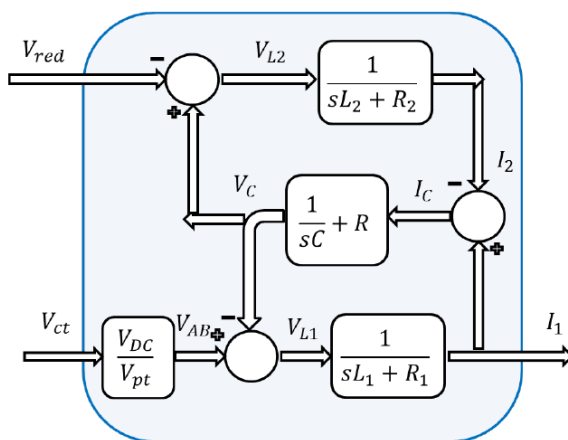


Imagen 3.1.2: Diagrama de bloques de la planta

Los valores de los elementos empleados están ya calculados, habiendo realizado un estudio teórico por parte de Borja, en el cual ha definido que valor de las variables es el óptimo para su diseño y por tanto el que se va a usar (Payan, 2018, pág. 44). El valor de la bobina uno y el condensador son las variables a escoger, pues la inductancia y resistencia del transformador vendrá impuesta y nos la dará el fabricante. En la tabla 3.1.1 se muestran los valores de cada elemento.

Elemento	Valor
$L1$	$60 \mu\text{H}$
$R1$	$9 \text{ m}\Omega$
$L2$	$540 \mu\text{H}$
$R2$	$100 \text{ m}\Omega$
$C$	$20 \mu\text{F}$
$R$	$5 \text{ m}\Omega$

Tabla 3.1.1: Valores de los elementos del convertidor

Para hacernos una idea mejor del funcionamiento de la planta que tenemos que controlar, es interesante mostrar su diagrama de Bode, para poder predecir su comportamiento. Se incluye a continuación el diagrama de Bode de la planta y el filtro, en el cual la acción de la perturbación ( $V_{red}$ ) no se ha tenido en cuenta. En un primer vistazo, se ha visto que la resonancia positiva producida es bastante elevada, y a fin de evitar ruidos en el sistema, se ha decidido añadir una resistencia en serie con el condensador de filtrado, de valor  $500 \text{ m}\Omega$ , la cual reduce este efecto resonante indeseado.

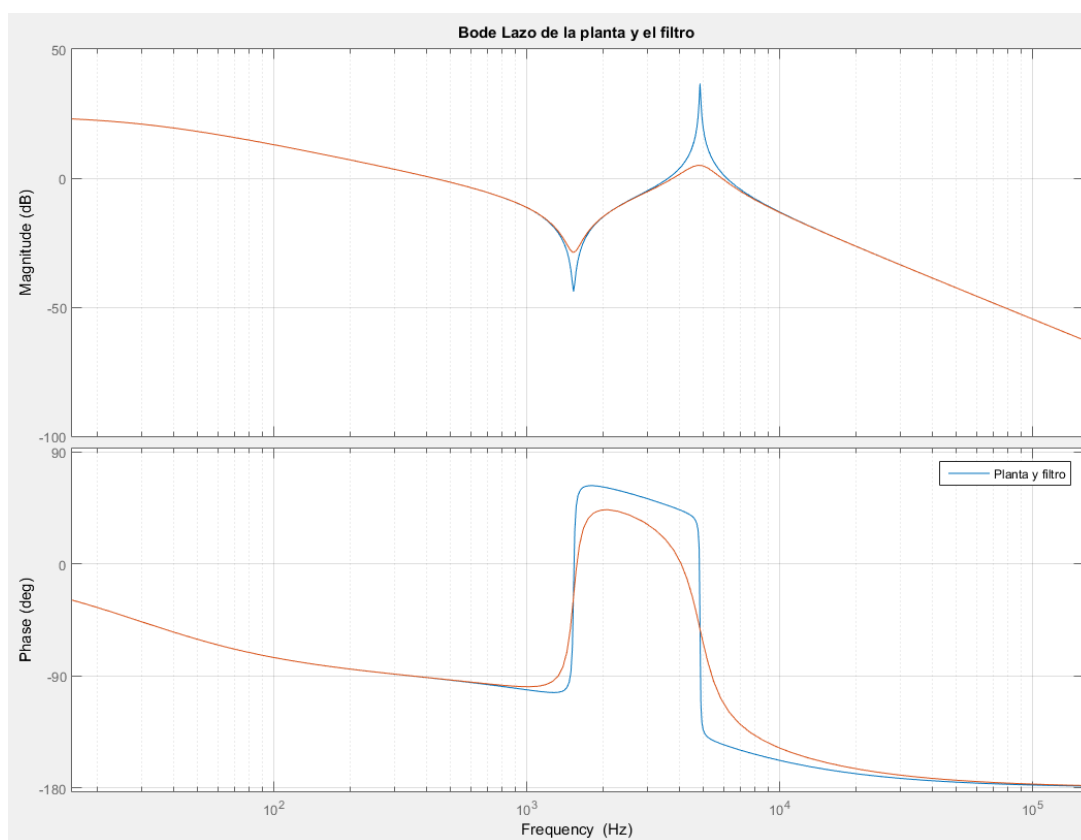


Imagen 3.1.3: Diagrama de Bode de la planta y el filtro.  $R=5 \text{ m}\Omega$ ,  $R=500 \text{ m}\Omega$ .

Esta resistencia hace la función de amortiguamiento pasivo. El hecho de añadir una resistencia en la parte de potencia del convertidor hará bajar su eficiencia, pero si la escogemos de bajo valor y la colocamos en una posición adecuada, los beneficios que obtenemos compensan esta pequeña bajada de la eficiencia. El lugar más lógico para colocarla es en serie con el condensador, ya que es este elemento el que menos corriente soporta. Un condensador de 20  $\mu\text{F}$  a 50 Hz tiene una impedancia de unos 8 K $\Omega$ . En los transitorios podrá circular más corriente debido al aumento de la frecuencia, pero al ser cortor no supondrán un gran problema. El valor de esta se ha escogido de manera iterativa, provando distintos valores y observando sus beneficios. Finalmente se ha llegado a una buena solución, con valor de resistencia de 500 m $\Omega$ . Este valor baja considerablemente el pico resonante y al ser de bajo valor apenas tendrá pérdidas por el efecto de Joule. De esta manera, la resonancia positiva, la cual es la que puede generar problemas en la integridad del controlador al hacer la corriente idealmente infinito, se ve suficientemente reducida.

En la imagen 3.1.3 se puede ver como el hecho de añadir esta pequeña resistencia, hace que la ganancia resonante sea mucho menor, siendo cercana a los 0 dB. En la imagen se pueden distinguir 5 zonas: **Baja frecuencia, media frecuencia, resonancia 1 (anti resonancia), resonancia 2 (resonancia serie) y altas frecuencias**. Con  $V_{red}=0$  nos queda el circuito mostrado en la imagen 3.1.4.

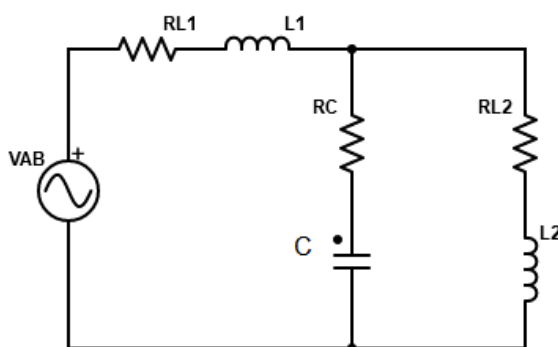


Imagen 3.1.4: Circuito de la planta LCL con  $V_{red}=0$ .

- **Baja frecuencia:** A baja frecuencia el circuito mostrado en la imagen 3.1.4 se comporta como un circuito puramente resistivo, teniendo en cuenta las resistencias parásitas de los elementos. Es por ello que la fase se mantiene en  $0^\circ$  y hay cierta ganancia. La ganancia corresponde con  $V_{AB}=V_{DC}/V_{pt}$ .

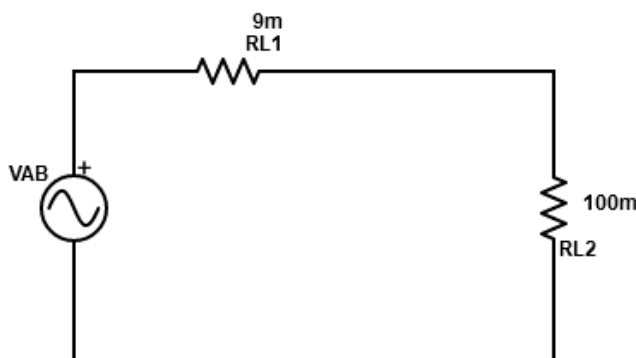


Imagen 3.1.5: Circuito simplificado a baja frecuencia.



- **Frecuencia media:** A frecuencia media se observa como la ganancia y la fase van disminuyendo. Este comportamiento se puede explicar entendiendo el funcionamiento de las bobinas y condensadores. Las bobinas empiezan a tener relevancia en el circuito a medida que aumenta la frecuencia, y el condensador tiene valor alto de impedancia. Es por ello que el circuito se comporta como si el condensador estuviera en circuito abierto y solo las bobinas y resistencias tuvieran efecto. De este modo, la ganancia va disminuyendo a medida que aumenta la frecuencia por la acción de las bobinas, y la fase también disminuye hasta llegar a los  $-90^\circ$  esperados. Ambas bobinas y resistencias se pueden unir creando un circuito LR equivalente de primer orden.

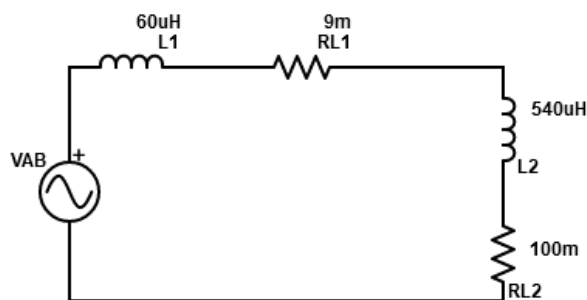


Imagen 3.1.6: Circuito simplificado para media frecuencia.

- **Resonancia 1 (anti resonancia):** En este punto el condensador deja de comportarse como un circuito abierto ya que la frecuencia va en aumento y por lo tanto su impedancia disminuye. Es por lo tanto que en la imagen 3.1.4 queda la bobina dos y el condensador en paralelo. La resonancia paralelo se da cuando la impedancia equivalente tiende a infinito, o lo que es lo mismo y más sencillo de calcular, cuando la admitancia paralelo se hace cero. La admitancia paralelo se calcula como la suma de las admitancias, y la admitancia total como la inversa de las sumas inversas, quedando la ecuación 3.1.1.

$$Y_{total} = \frac{L2 \cdot C \cdot s^2 + 1}{L1 \cdot L2 \cdot C \cdot s^3 + s \cdot (L1 + L2)} = 0 \text{ [Siemens]} \quad \text{Ecuación 3.1.1}$$

La corriente se hace cero cuando la admitancia se hace cero, por lo tanto, el numerador de la ecuación 3.1.1 debe ser cero. Sustituyendo  $s=j\omega$  y despejando  $\omega$  de la ecuación obtenemos que la frecuencia de resonancia se dará a

$$Fr1 = \frac{1}{2\pi\sqrt{L2C}} \quad \text{Ecuación 3.1.2}$$

Cuando se da la resonancia 1 (resonancia serie), se puede ver como la fase tiene un cambio abrupto de  $-90^\circ$  a  $90^\circ$ . Esto es debido a que la reactancia capacitiva es mucho menor que la reactancia inductiva de la bobina dos y por lo tanto despreciamos el efecto de esta bobina. Pero a su vez, la reactancia capacitiva es mucho mayor que la reactancia inductiva de la bobina uno y por lo tanto nos queda una impedancia capacitiva dominante. Un circuito puramente capacitivo tiene fase de  $90^\circ$ . Esto se da a una determinada frecuencia, pues las impedancias cambian con el valor de esta. A continuación, se muestra el circuito que queda cuando se da la resonancia 1, despreciando las resistencias parásitas.



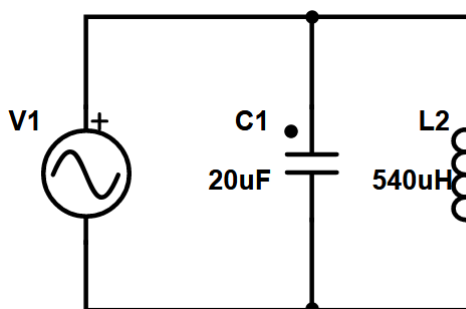


Imagen 3.1.7: Circuito equivalente cuando se da la resonancia 1

- **Resonancia 2 (resonancia serie):** Esta resonancia serie se da debido a que la impedancia del circuito se hace cero, o lo que es lo mismo, cuando el denominador de la ecuación 3.1.1 se hace cero, y es lo que genera una ganancia muy grande. Esto se da debido a que a cierta frecuencia la impedancia total se hace cero. Por lo tanto, igualando el denominador de la ecuación 3.1.1 a cero y despejando la frecuencia nos queda:

$$Fr2 = \frac{\sqrt{L1+L2}}{2\pi\sqrt{L1*L2*C}} \quad \text{Ecuación 3.1.3}$$

Es en el momento de la resonancia en el que la fase vuelve a cambiar de manera abrupta, debido a que el circuito ya no es capacitivo dominante, sino inductivo.

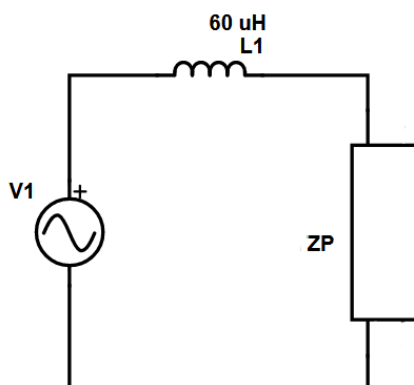


Imagen 3.1.8: Circuito equivalente cuando se da la resonancia 2. Zp= paralelo C y L2.

La resonancia serie es peligrosa, ya que a esta frecuencia la corriente se eleva. Aunque ya se ha añadido la resistencia de amortiguamiento pasivo para evitar esta situación, es importante tener en cuenta que si existe ruido que entra en el sistema a esa frecuencia la corriente se verá menos reducida. Por lo tanto, es una zona peligrosa y a tener en cuenta.

- **Altas frecuencias:** Finalmente, transcurridas las dos resonancias, el sistema se simplifica y pasa a comportarse como un filtro paso bajo de segundo orden, por lo que baja con pendiente de -40 dB/dec. Concretamente como el filtro de medida de corriente, que tiene frecuencia de corte a 4 KHz, y al quedar el condensador como un circuito abierto, un filtro debido al circuito LR equivalente.

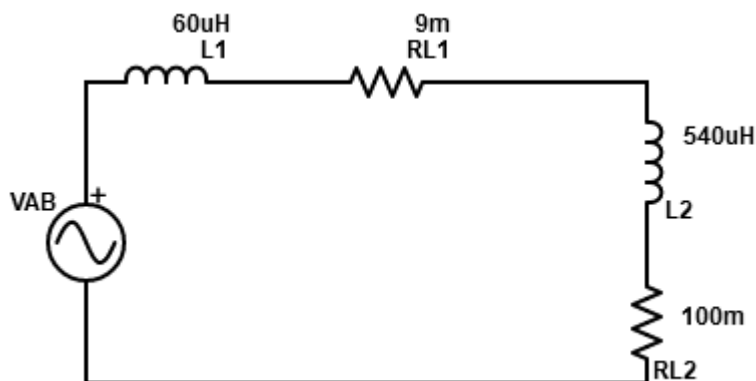


Imagen 3.1.9: Circuito simplificado para alta frecuencia.

Una vez conocida y estudiada la respuesta en frecuencia de la planta y el filtro, se ha decidido añadir un filtro a la entrada de la planta, el cual nos servirá para modelar el comportamiento que tendría el lazo si fuera digital. En este caso se va a realizar de manera analógica, pero para que sea más realista añadimos este comportamiento, ya que hoy en día estos controladores se hacen de manera digital. El muestreo y cálculo de la señal de control en un controlador digital introducen un retraso (debido tanto al muestreo como el cálculo en el microcontrolador) que se puede modelar como un filtro paso bajo de primer orden con la siguiente función de transferencia. A esta función la llamaremos función de transferencia digital.

$$FT_{digital} = \frac{1}{1.5 \cdot T_m \cdot s + 1} \quad \text{Ecuación 3.1.4}$$

En esta ecuación el término  $T_m$  es el tiempo de muestreo. Hay dos maneras de realizar el muestreo en este tipo de controladores:

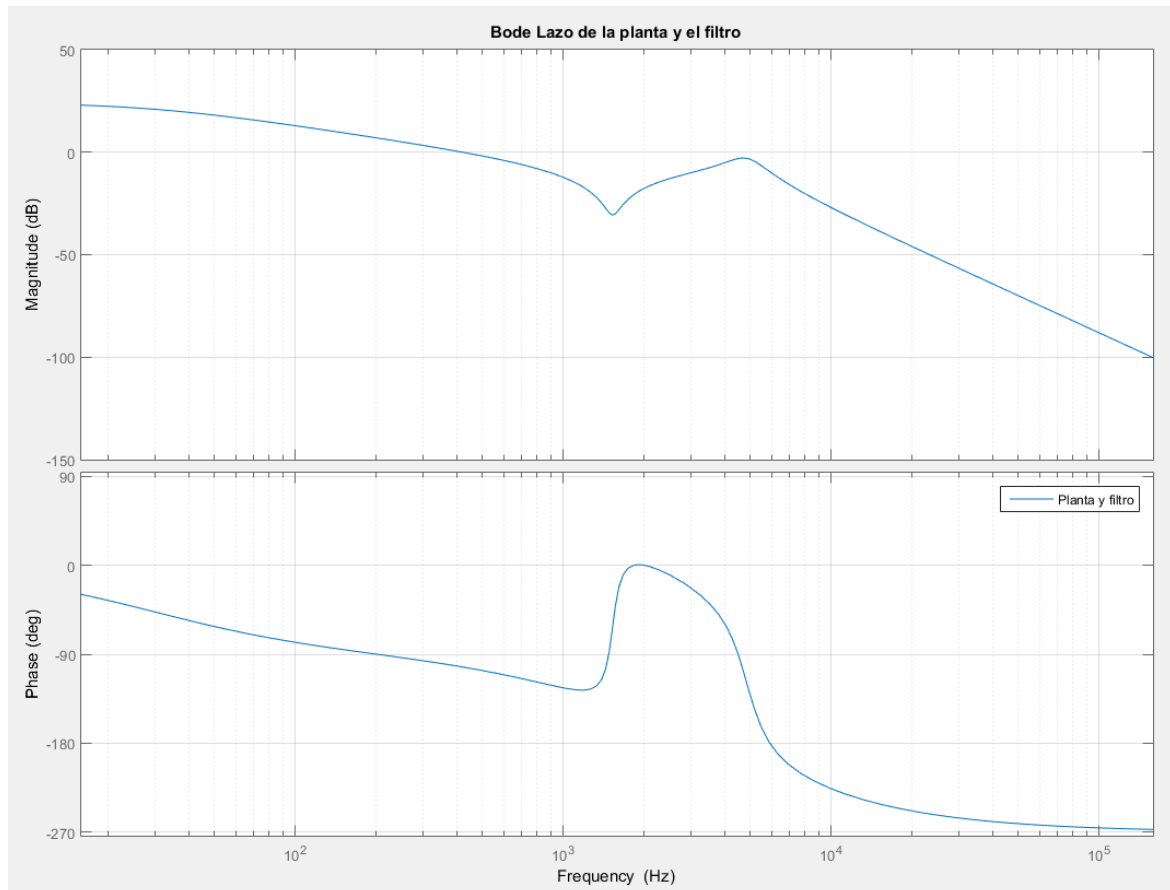
- Simétrica: Los muestreos se toman en los picos positivos de la señal triangular (20 KHz).  $T_m = 50 \mu s$ .
- Asimétrica: Los muestreos se toman tanto en los picos positivos como en los negativos de la señal triangular, quedando:  $T_m = 25 \mu s$ .

Decidimos escoger la forma simétrica de muestreo, pues de esta manera se consigue un tiempo de muestreo más lento y por lo tanto el microprocesador será más económico. Sin embargo, con esta forma el frecuencia de corte de  $FT_{digital}$  será menor y hará que el sistema sea más inestable. Así pues, nos enfrentamos a un reto de estabilización mayor.

$$F_{c\_digital} = \frac{1}{2\pi \cdot 1.5 \cdot T_m} \quad \text{Ecuación 3.1.5}$$

La solución de esta ecuación nos da una frecuencia de corte de 2.122 KHz.

Dibujamos un nuevo diagrama de Bode para ver cómo queda ahora el sistema.



*Imagen 3.1.10: Diagrama de Bode en lazo abierto de la planta y el filtro, añadiendo el comportamiento digital.*

En esta imagen si existe cruce de fase en  $-180^\circ$  lo que puede provocar inestabilidad se mediante el controlador se añade mucha ganancia.

## 3.2. DISEÑO DEL CONTROL PROPORCIONAL

El control proporcional es el control en lazo cerrado más sencillo que se puede implementar. Requiere de pocos elementos y su diseño es el más sencillo de todos. Es por ello que es el primer controlador que se elige diseñar y simular. Con la planta ya caracterizada en el apartado anterior, resulta sencillo mediante la aplicación Matlab, realizar una simplificación a un solo bloque de esta. Es de interés utilizar la técnica de superposición, mediante la cual estudiaremos por separado la acción de la referencia y la de la perturbación. Para el diseño del control proporcional únicamente prestamos atención a la acción de la referencia, y después comprobamos que efecto tiene el diseño en el rechazo a la perturbación. Una vez conocidas ambas funciones de transferencia (seguimiento a la referencia y rechazo a la perturbación), se suman para conocer la respuesta real del sistema.

En la imagen 3.2.1 se puede ver el lazo que queremos diseñar. Como ya se ha dicho, el bloque de la planta se ha obtenido mediante la aplicación Matlab y los parámetros de la tabla 3.1.1. El programa Matlab se muestran en el apéndice A-1.

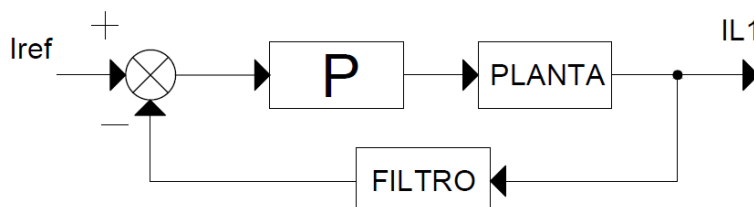


Imagen 3.2.1: Lazo cerrado de corriente.

El programa Matlab se ha realizado de tal manera que pide al usuario introducir un margen de fase deseado y una corriente de referencia RMS deseada (la cual como máximo será de  $13.3/2$ , por limitación del panel fotovoltaico de 200W). Después realiza los cálculos y muestra en el "Command Window" los resultados, que son los mostrados en la tabla 3.2.1, para distintos márgenes de fase. Se puede copiar el texto del apéndice A-1 para pegarlo en el editor de Matlab u Octave (o algún otro programa basado en el mismo lenguaje) y observar los resultados, así como comprobar el método de realización de estos. En este mismo programa se ha calculado también la acción de la perturbación y su porcentaje a la salida. Para obtener un error, la referencia se ha puesto a  $13.3/2$  V, que equivalen a 13.3 A RMS que deberá tener el convertidor a la salida. Se ha escogido este valor pues es el mayor que puede suministrar el panel y el que mayor error generará.

Kp	MF	FTLC refetencia			FTLC perturbación		ERROR	
		Gain a 50 Hz	$\theta$ [°]	BW [KHz]	% a 50 Hz	$\theta$ [°]	Amplitud	$\theta$ [°]
3.8	35	1.9838	-2.2266	12.24	14.6634	-179.5855	3.5088	12.1988
2.9	40	1.97861	-2.7254	10.70	19.2568	179.9083	4.5911	10.9068
2.3	45	1.97276	-3.2805	9.53	24.3689	179.3448	5.7962	9.8135
1.9	50	1.96637	-3.8779	8.63	29.8706	178.7381	7.0933	8.8373
1.5	55	1.95957	-4.503	7.92	35.6261	178.1029	8.4504	7.9368

Tabla 3.2.1: Resultados del control Proporcional

Las conclusiones que se pueden extraer son las siguientes. A medida que aumenta el margen de fase, el error es mayor, debido a que la perturbación tiene un mayor porcentaje y la referencia se va alejando de la ganancia 1 que debería tener para realizar un seguimiento perfecto.

El lazo de corriente debe ser más rápido que el de tensión, para poder hacer un sistema estable. Esto quiere decir que el margen de fase que deberá tener el lazo de tensión deberá ser mayor que el margen de fase del lazo de corriente. Esto quiere decir que no podemos aumentar el margen de fase demasiado. Por otro lado, cuanto menor sea el margen de fase, la frecuencia de corte en lazo abierto será mayor, lo que indica que tendremos un sistema más rápido. Es por lo tanto asumible bajar el margen de fase para hacer un sistema rápido.

Sin embargo, en las simulaciones realizadas mediante la herramienta PSIM, se observa que para márgenes de fase pequeños (y por lo tanto frecuencias de corte altas), existen ruidos fuertes que no se filtran. Con distintas simulaciones, se observa como a partir de un margen de fase de 55 se consigue una buena atenuación de estos ruidos. Además, la corriente inyectada a red estará filtrada, por el filtro LCL.

Se añade por último los diagramas de Bode de lazo cerrado de la referencia, perturbación y lazo abierto para poder predecir su funcionamiento. Correspondiente con los valores de MF=45.

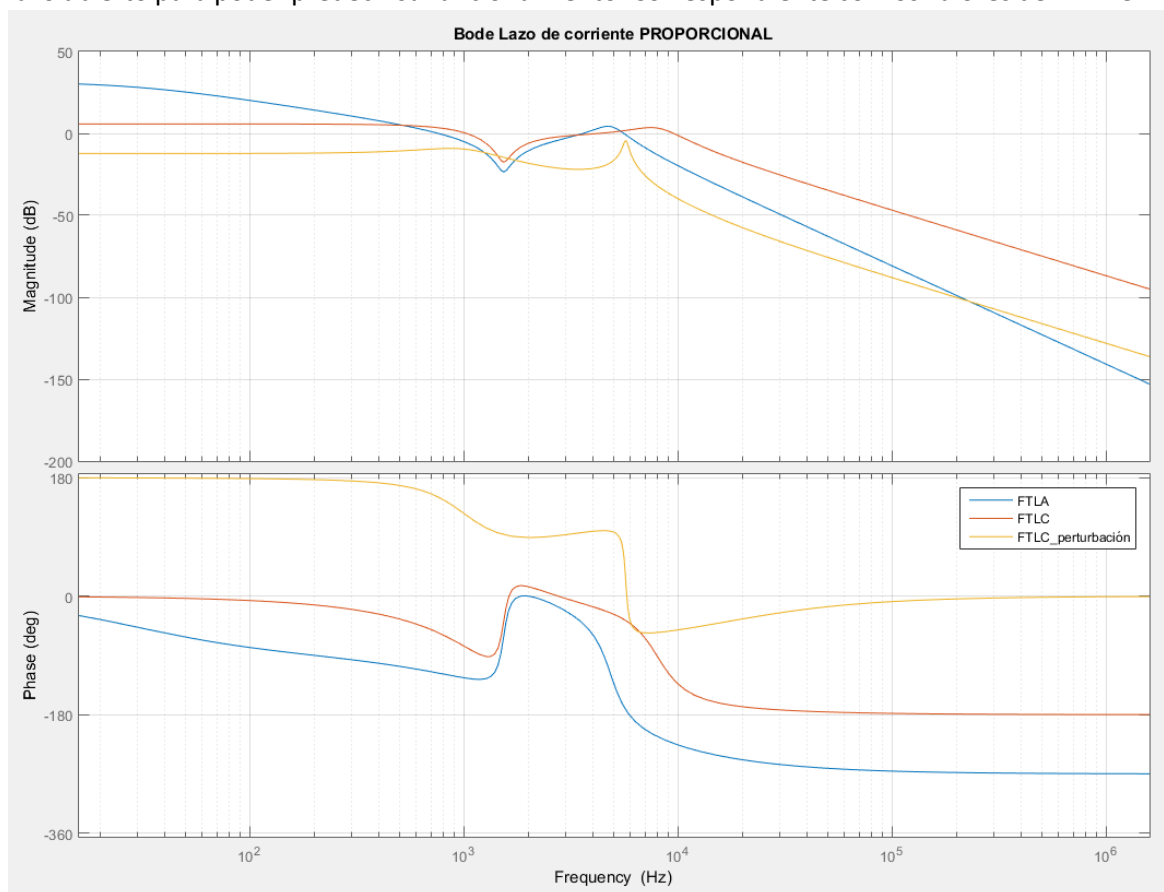
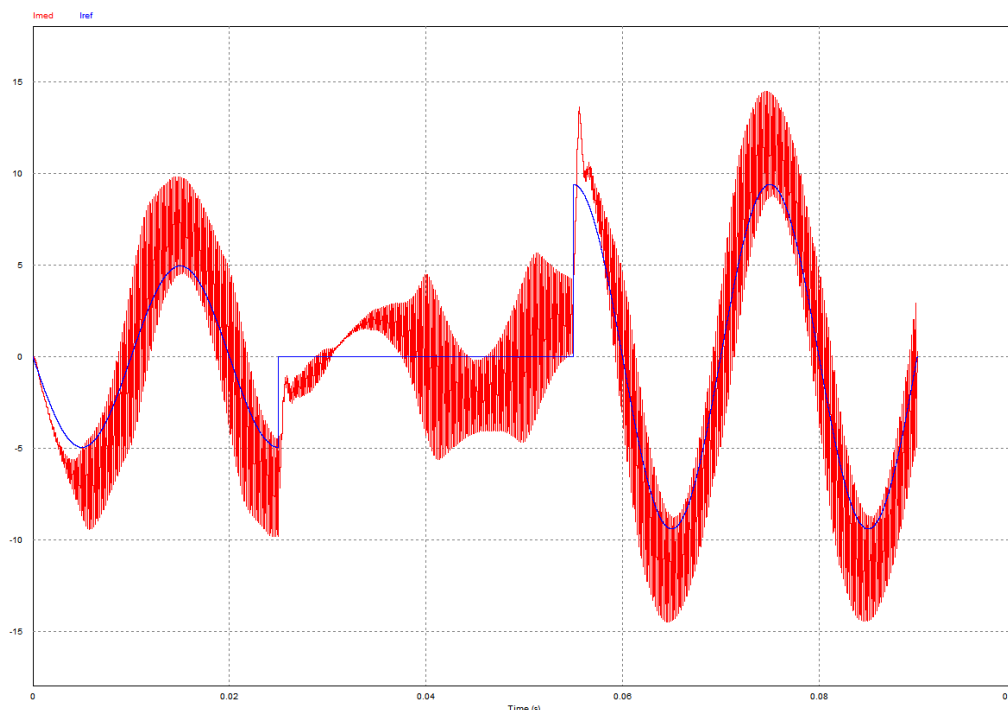


Imagen 3.2.2: Diagrama de Bode del control Proporcional.

### 3.3. SIMULACIÓN CONTROL PROPORCIONAL

Para realizar la simulación se ha utilizado el programa PSIM, que nos dará un resultado aproximado del sistema real. Se emplea un puente en H con modulación unipolar. Las simulaciones se realizan sustituyendo el panel fotovoltaico por una fuente de tensión de 35V. Esto es porque es el valor medio del rango en el que puede trabajar el módulo y así obtenemos una idea de cómo se va a comportar con el diseño de control realizado. Además este será el punto habitual de funcionamiento del convertidor (Payan, 2018, pág. 41). En la simulación podemos ver como la referencia empieza en  $3.5 A_{RMS}$ , en el segundo 0.025 hay un escalón en la referencia a  $0 A_{RMS}$  y para terminar, en el segundo 0.055 la referencia pasa de 0 a  $13.3/2 A_{RMS}$ . De este modo podemos ver cómo se comporta el lazo para referencia media y máxima, así como su comportamiento ante variaciones en la referencia. Es de interés realizar los escalones en los puntos de máxima referencia, pues así podremos comprobar los transitorios.

Para empezar, simulamos un margen de fase de  $40^\circ$ , con un valor de  $K_p=2.9$ , obtenido de la tabla 3.2.1. El resultado se muestra en la imagen 3.3.1.



*Imagen 3.3.1: Simulación control proporcional. MF=45.  $K_p=5.8$ .*

Puede verse como existe un error en estado estacionario. Esto ya se podía predecir desde los cálculos de Matlab como se ha comentado. Al no rechazarse por completo la perturbación, esta tiene el efecto de impedir que se logre eliminar el error. En el instante que la referencia se hace cero, pasa a tomar parte únicamente la acción de la perturbación, que viene con un ángulo de unos  $180^\circ$ , lo que hace ese cambio en la forma de onda sinusoidal. Vemos como la perturbación es bastante grande, no tanto debido a que el controlador no la elimina, sino por la frecuencia de conmutación de los semiconductores, que introducen alta frecuencia en la señal. El ancho de banda de la función de transferencia en lazo cerrado es elevado, por lo que no impide que entre esta alta frecuencia generada por las conmutaciones del convertidor. Es por ello que no es una buena elección este margen de fase y esta ganancia  $K_p$ .

Por lo tanto, se escoge ahora el margen de fase de  $45^\circ$  con un  $K_p = 2.3$  para ver si con estos parámetros conseguimos un mejor resultado, aun sabiendo que tendremos un error en estado estacionario mayor. El resultado se puede ver a continuación, en la imagen 3.3.2.

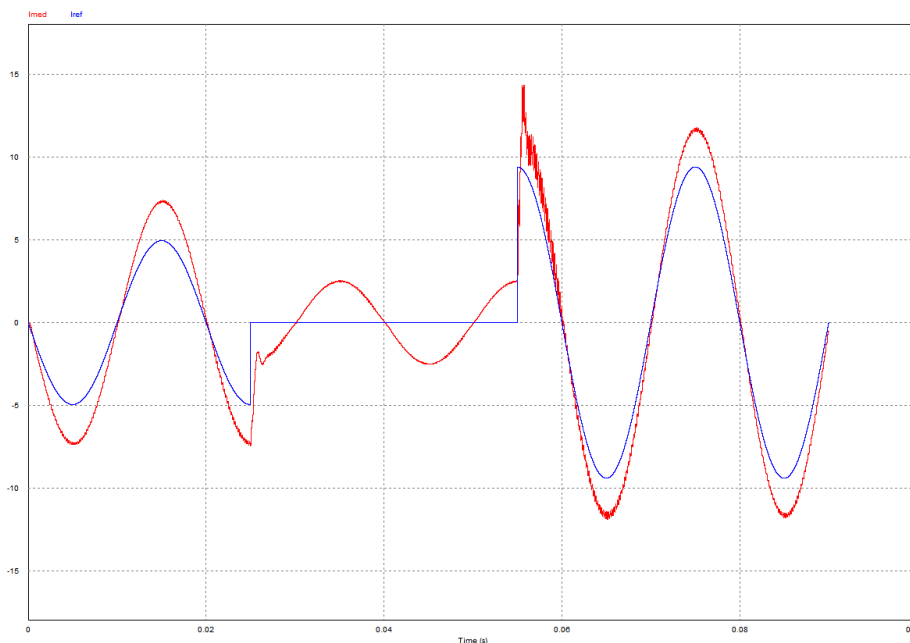


Imagen 3.3.2: Simulación control Proporcional.  $MF=45^\circ$ .  $K_p=2.3$

En esta nueva simulación vemos como el error es mayor, pero sin embargo al haber reducido el ancho de banda, no se introduce tanta alta frecuencia como en el resultado anterior y conseguimos así una mejor respuesta. Para terminar se añade la simulación realizada en Simulink con  $K_p=2.3$ , para ver que el resultado es idéntico al esperado.

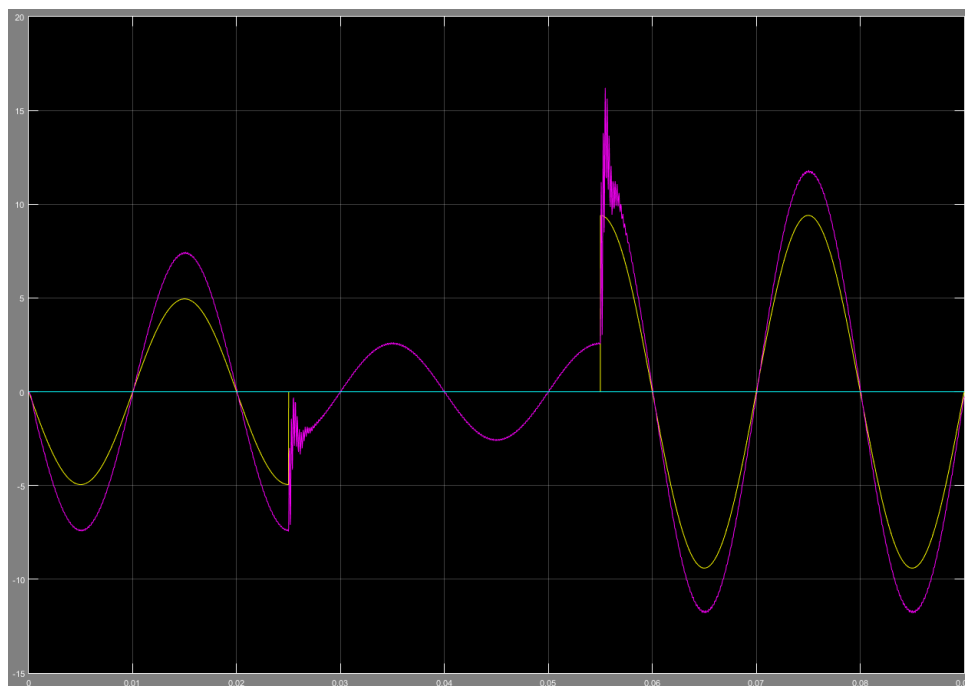


Imagen 3.3.3: Simulación control Proporcional Simulink.  $MF=45$ .  $K_p=2.3$ .

Se comprueba como tanto el Simulink como en PSIM obtenemos la misma respuesta.

### 3.4. DISEÑO CONTROL PROPORCIONAL INTEGRAL

Como se ha comprobado, el control Proporcional por sí solo no consigue eliminar el error. Aun siendo un sistema fácil de diseñar e implementar, el añadirle control integral no dificulta ni encarece mucho el sistema, por lo que es un control muy utilizado. El lazo cerrado para el control se muestra en la imagen 3.4.1.

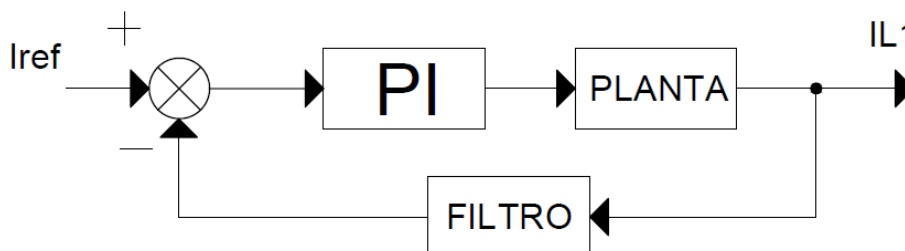


Imagen 3.4.1: Lazo cerrado de corriente. Control PI

Donde el término PI tiene la forma que se muestra en la ecuación 3.4.1 y la planta tiene incluida la dinámica de digitalización comentada anteriormente.

$$PI = Kp * \frac{(Tn*s+1)}{Tn*s} \quad \text{Ecuación 3.4.1}$$

El diseño se realiza en lazo abierto, imponiendo un margen de fase deseado. Para el lazo abierto incluimos el filtro antes de la salida, suponiendo que hace la medición de forma instantánea y por lo tanto la salida y la medición son idénticas. De esta forma incluimos su dinámica en el diseño. Empezamos por imponer el margen de fase y calculando la frecuencia de corte que se impone. Para ello debemos saber qué valor tiene el  $\text{atan}(Tn*wc)$ , que para controladores DC/DC se escoge de forma que su valor esté cercano a los  $90^\circ$  y así no desestabilice el sistema. Esta elección hace que el controlador no incluya fase a partir de la frecuencia de corte del controlador, pues el término del numerador incluye  $+90^\circ$  y quedan por lo tanto compensados los  $-90^\circ$  iniciales del controlador. Sabido esto, es habitual escoger el producto de  $Tn*wc=10$ , el cual nos da una fase de  $84.29^\circ$  a la frecuencia de corte de lazo abierto. Este criterio es el empleado en convertidores DC/DC, y habrá que comprobar si es una buena elección. Calcularemos primero los términos con este criterio, y después haremos un barrido de los valores  $Tn$  y  $Kp$  para comprobar su efecto en el control del sistema. La fórmula para calcular el margen de fase es la siguiente:

$$MF = 90 + 84.29 + \text{phaseFTPF}(wci) \quad \text{Ecuación 3.4.2}$$

Al no poder despejar la  $wci$  de la fórmula, se usa la aplicación Matlab para ir aumentando la frecuencia de corte hasta que se halle la solución. En el apéndice A-2 se muestra la programación de Matlab.



Tn [us]	Kp	MF	FTLC refetencia			FTLC perturbación		ERROR	
			Gain a 50 Hz	$\theta$ [°] a 50 Hz	BW [KHz]	% a 50 Hz	$\theta$ [°] a 50 Hz	Amplitud	$\theta$ [°]
308.14	1.64	30	2.007	1.83	1.12	3.39	-95.09	1.33	-97.60
312.31	1.56	35	2.007	1.82	1.10	3.59	-95.18	1.37	-97.89
316.41	1.51	40	2.007	1.80	1.09	3.79	-95.27	1.41	-98.15
320.36	1.46	45	2.008	1.79	1.08	3.95	-95.35	1.44	-98.37
1566.49	4.23	50	2.008	1.46	1.33	6.02	-116.14	1.78	-113.46

Tabla 3.4.1: Resultados del control Proporcional Integral mediante Matlab.  $T_n * w_{ci} = 10$ .

Nuevamente podemos observar cómo cuanto menor sea el margen de fase y por lo tanto mayor rapidez tenga el sistema, conseguimos un error menor, aunque no hay demasiada diferencia. De la misma manera que en el control proporcional, no es de interés bajar mucho el margen de fase, pues si el ancho de banda es demasiado elevado, entrarán altas frecuencias en el circuito y causarán un mal funcionamiento del mismo. Sin embargo, en la tabla podemos ver como el ancho de banda es mucho menor que para el control proporcional, de lo que se deduce que bajar el margen de fase no hará que entre ruido en el sistema. Cabe destacar que para el margen de fase de 50°, ha habido un cambio grande en los valores de Kp y Tn del lazo cerrado. Esto es debido a que por las características del sistema actual, conseguir un margen de fase tan grande solo se puede realizar aumentando mucho los valores de Kp y Tn. Se incluye a continuación el diagrama de bode para el diseño resaltado en gris de la tabla 3.4.1.

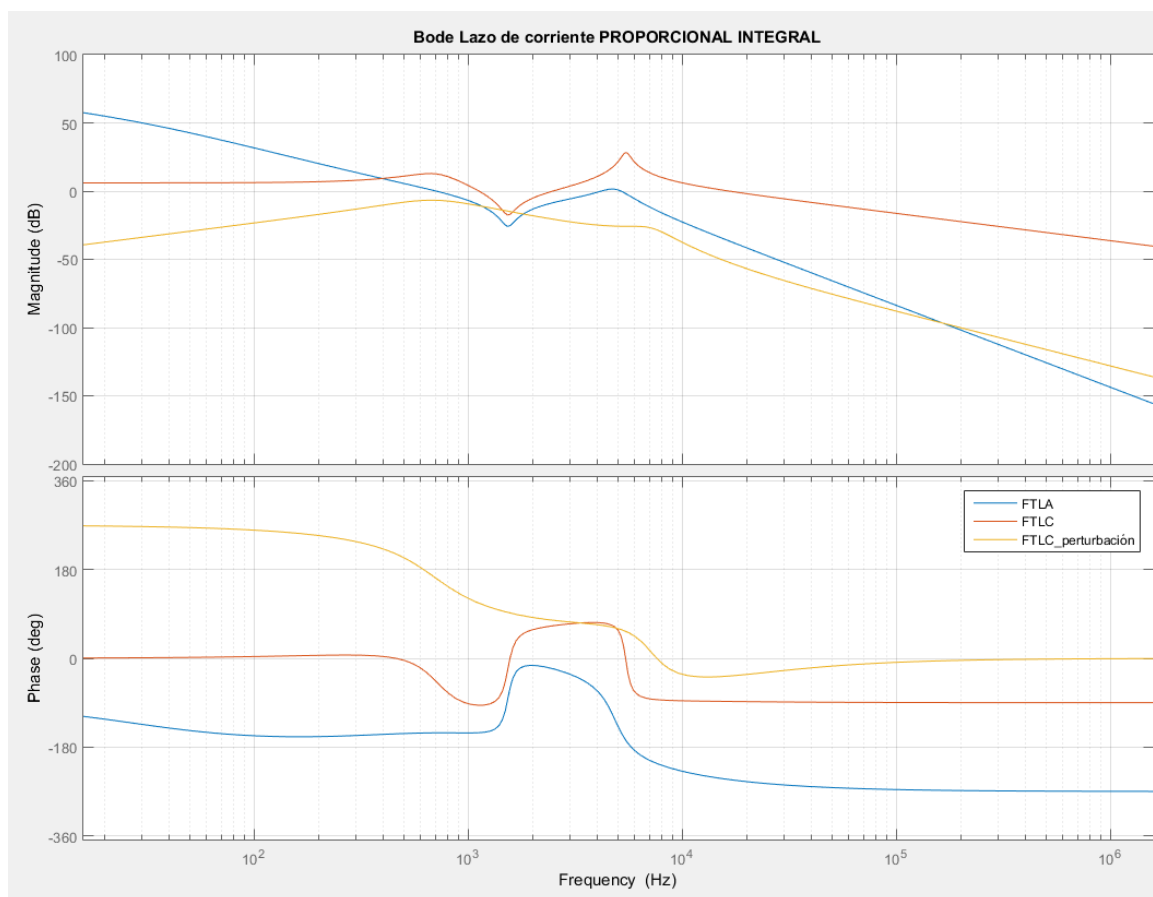


Imagen 3.4.2: Diagrama de Bode para MF=30.

Vemos como ahora el rechazo a la perturbación es mayor, pues a bajas frecuencias tiene pendiente ascendente a 20 dB/dec, gracias a la adición del control integral. El ancho de banda del lazo cerrado se ha tomado como el primer cruce por ganancia cero de FTLC. A priori parece una buena elección para los parámetros  $K_p$  y  $T_n$ , pero ahora pasamos a hacer el barrido de  $K_p$  y  $T_n$  para observar su efecto.

Teniendo en cuenta que la función de transferencia del controlador proporcional integral es la que aparece en la ecuación 3.4.1 podemos deducir dos cosas. La primera es que el cero se encuentra en  $-1/T_n$ . El controlador tendrá por lo tanto pendiente negativa a 20 dB/dec, debida al polo en el origen del plano complejo  $s$ , hasta que llegue a la frecuencia  $1/T_n$ . Por lo tanto al disminuir el valor de  $T_n$  aumentaríamos esta frecuencia. Es de interés el aumentarla, para que la acción integral sea más efectiva y elimine mejor el error. La segunda deducción es con respecto al valor de  $K_p$ . Esta influye en la frecuencia de corte del sistema completo en lazo abierto. Añadiendo ganancia hacemos que la frecuencia de corte aumente. Aplicando el teorema del valor final, calculamos el límite cuando  $s$  tiende a infinito de la ecuación 3.4.1, y hallamos como la ganancia a altas frecuencias de la función de transferencia del controlador proporcional integral queda como  $K_p$ .

Para realizar el barrido de  $T_n$  y  $K_p$ , debemos dar valor al producto  $T_n \cdot \omega_{ci}$  para un determinado margen de fase. De este modo, se escoge primero un margen de fase y se simulan distintos valores para el producto  $T_n \cdot \omega_{ci}$  y se observa el resultado. Al haber visto que el menor error se da para  $MF=30$ , únicamente se realiza el barrido para esta margen de fase.

$T_n$ [us]	$K_p$	$T_n \cdot \omega_{ci}$	FTLC referencia			FTLC perturbación		ERROR	
			Gain a 50 Hz	$\theta$ [°] a 50 Hz	BW [KHz]	% a 50 Hz	$\theta$ [°] a 50 Hz	Amplitud	$\theta$ [°]
340.80	0.80	1	2.0142	1.53	0.84	7.69	-95.99	2.175	-101.42
325.14	3.45	2	2.0034	1.95	1.33	1.69	-95.27	1.002	-94.93
95.57	1.41	3	2.0027	1.99	1.23	1.22	-91.12	0.915	-92.74
126.01	1.49	4	2.0032	1.97	1.20	1.53	-91.69	0.974	-95.31
156.40	1.53	5	2.0038	1.95	1.18	1.84	-92.26	1.034	-94.20
186.80	1.57	6	2.0043	1.93	1.16	2.15	-92.82	1.094	-94.90
217.13	1.59	7	2.0049	1.90	1.15	2.46	-93.39	1.154	-95.59
459.81	1.67	15	2.0090	1.70	16.83	4.93	-97.91	1.628	-100.79

Tabla 3.4.2: Resultados para  $MF=40$ , barrido de  $K_p$  y  $T_n$ .

En esta tabla podemos ver como la elección de  $T_n \cdot \omega_{ci}=10$  no es la que mejor resultado nos da, pues bajando este producto conseguimos un error menor. Sin embargo, bajar este producto demasiado aumenta el ancho de banda, lo que nuevamente hace que se introduzca ruido. Comprobando distintas simulaciones con estos valores, se ha llegado a la conclusión de que la mejor elección es  $T_n \cdot \omega_{ci}=6$ , la cual disminuye el error y mejora el rechazo a la perturbación.

### 3.5. SIMULACIÓN CONTROL PROPORCIONAL INTEGRAL

El control proporcional integral se implementa con amplificadores operacionales como se muestra en la imagen 3.5.1, donde los valores de resistencias y capacidades corresponden con el caso de  $MF=30^\circ$  y  $Tn \cdot W_{ci}=6$ .

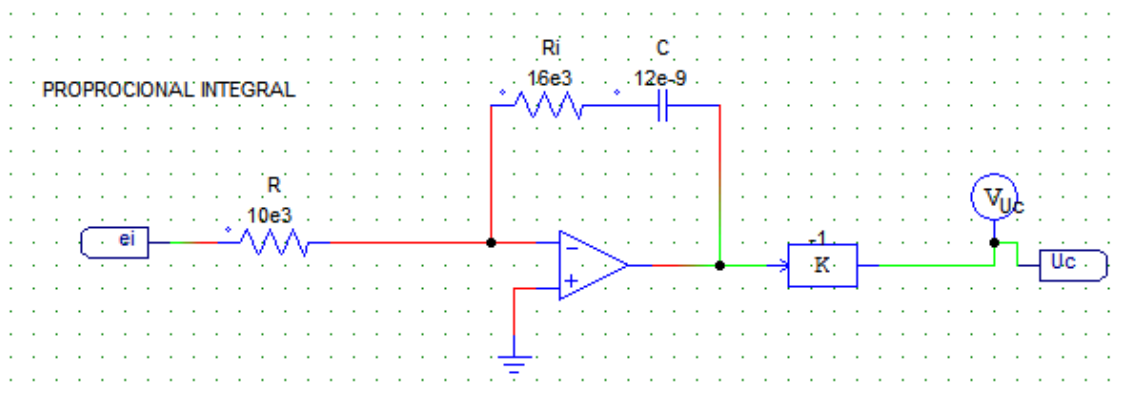


Imagen 3.5.1: Implementación del controlador PI con op Amps, capacitores y resistencias.

La función de transferencia del circuito PI es la siguiente:

$$\frac{R1}{R} \frac{R1 \cdot C \cdot s + 1}{R1 \cdot C \cdot s} \quad \text{Ecuación 3.5.1}$$

De la que se deducen los valores de los elementos para conseguir los términos  $Kp$  y  $Tn$  deseados:

$$Kp = \frac{R1}{R} ; \quad Tn = R1 \cdot C \quad \text{Ecuación 3.5.2}$$

Comenzamos con la simulación para un margen de fase de 30 y valor del producto  $Tn \cdot w_{ci}=10$ . Se escoge el valor de margen de fase que menos error genera y el producto  $Tn \cdot W_{ci}$  sin barrido.

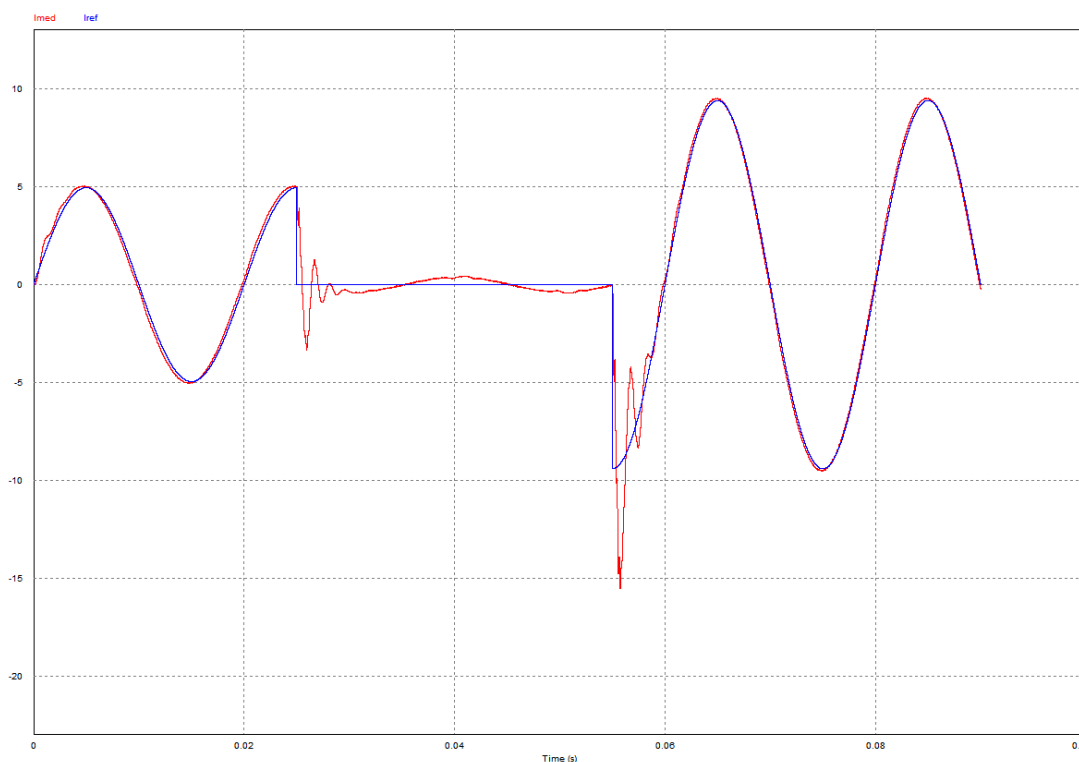


Imagen 3.5.2: Simulación control Proporcional Integral.  $MF=30$ .  $T_n \cdot W_{ci}=10$ .

En comparación con el control proporcional es ahora la respuesta mucho mejor. Los transitorios generan más sobre impulso pero se estabilizan rápido. Se elimina casi por completo el error y se rechaza bastante bien la perturbación. Sin embargo, esto se puede mejorar, bajando el producto  $T_n \cdot W_{ci}=6$ . Se realiza la nueva simulación para comparar.

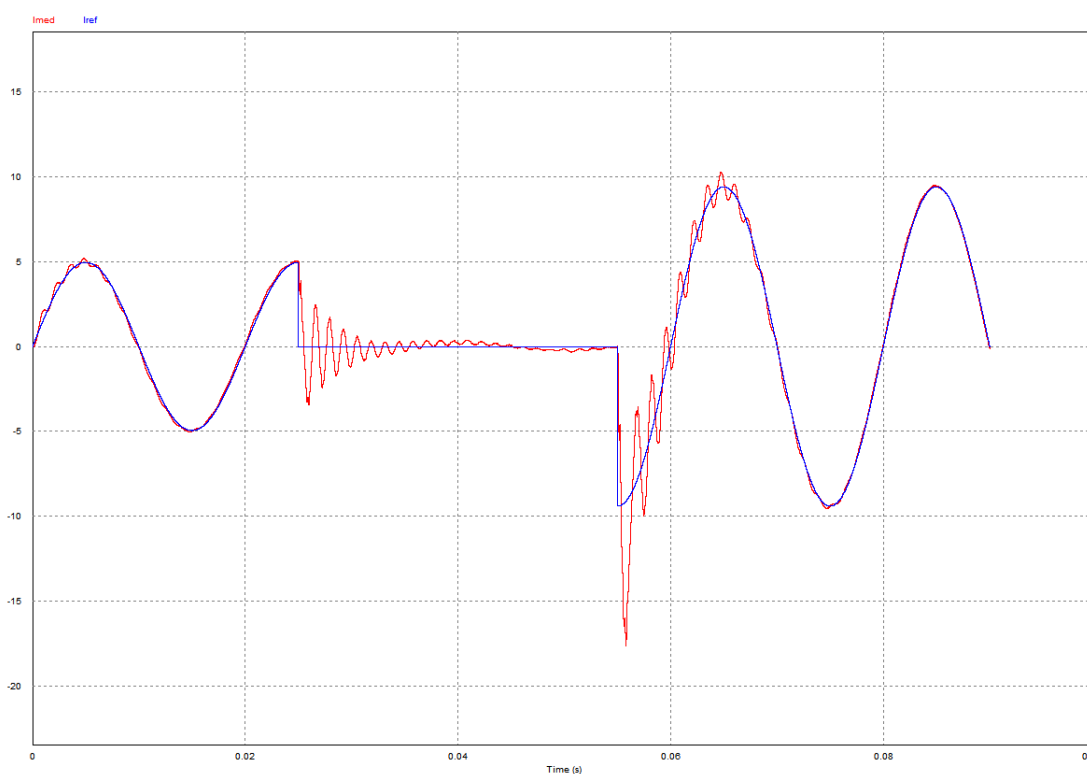


Imagen 3.5.3: : Simulación control Proporcional Integral.  $MF=30$ .  $T_n \cdot W_{ci}=6$ .

En esta nueva simulación los transitorios son más largos, pero se consigue mejor rechazo y seguimiento, por lo que es la elección más adecuada. A continuación pasamos a hacer la misma simulación en Simulink para comprobar resultados.

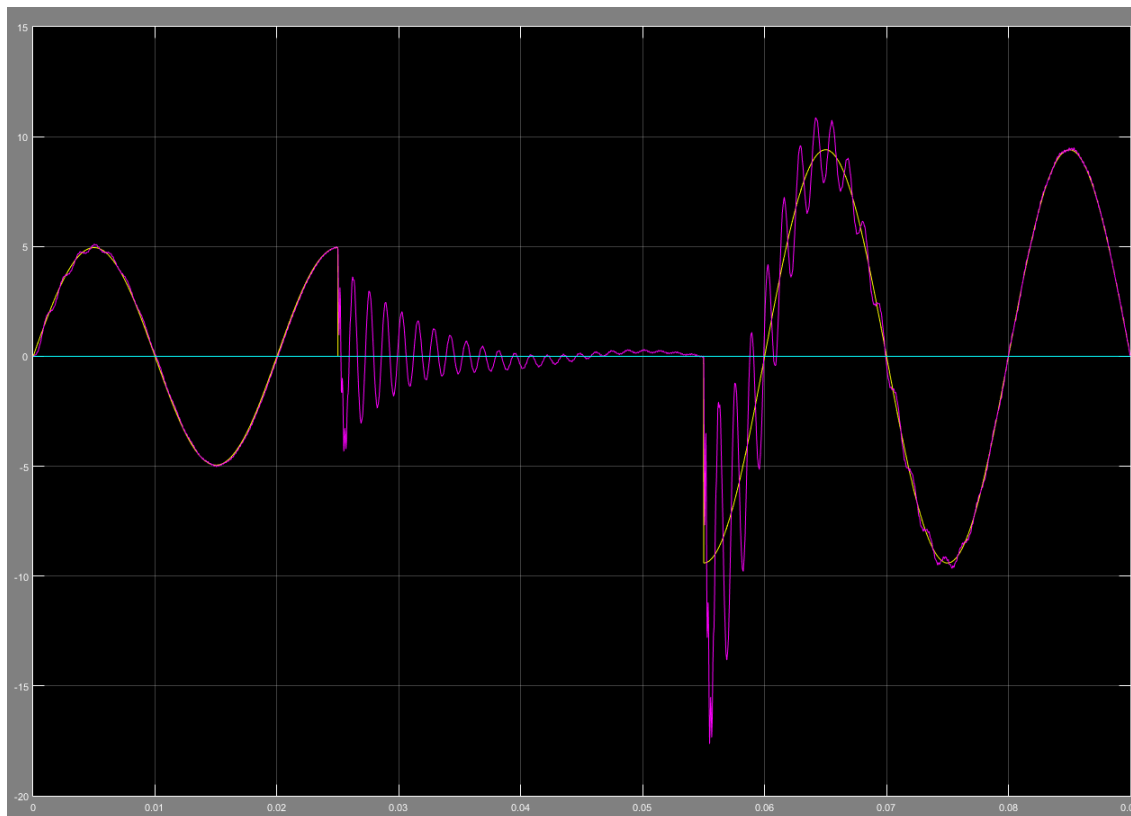


Imagen 3.5.4: Simulación  $MF=30$ ,  $T_n \cdot W_{ci}=6$ .

Ambas simulaciones coinciden, salvo que en Simulink presenta algo más de sobre oscilación, debido a que en la simulación de PSIM la limitación en ganancia de los operacionales reduce este impacto. Así queda concluido que la simulación se ha realizado correctamente.

Con los parámetros escogidos validados, se muestra la siguiente tabla resumen con los datos elegidos.

Tn [us]	Kp	Tn*wci	FTLC referencia			FTLC perturbación		ERROR	
			Gain a 50 Hz	$\theta$ [°] a 50 Hz	BW [KHz]	% a 50 Hz	$\theta$ [°] a 50 Hz	Amplitud	$\theta$ [°]
186.80	1.57	6	2.0043	1.93	1.16	2.15	-92.82	1.094	-94.90

Tabla 3.5.1: Parámetros adoptados tras la simulación.

### 3.6. DISEÑO CONTROL PROPORCIONAL INTEGRAL RESONANTE

Ya conocemos la función de transferencia de la planta aplicando el álgebra de bloques, simplificando el diagrama de la imagen 3.1.2. Se ha utilizado la aplicación Matlab para realizar la tarea de diseño, como se muestra en el apéndice A-3. Se tiene solo en cuenta la acción de la referencia para este diseño, dejando  $V_{red}=0$  para obtener el diagrama de bloques de la imagen 3.6.1.

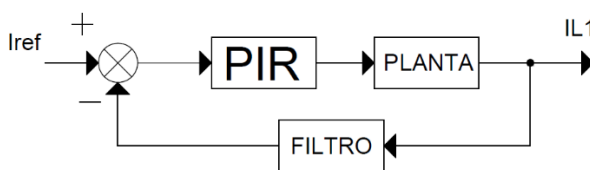


Imagen 3.6.1: Diagrama de control de corriente en lazo cerrado.

Para el diseño del control proporcional integral resonante, podemos dividirlo en dos partes: la parte proporcional integral y la parte resonante. No habrá error si las diseñamos por separado, pues al ser los anchos de banda de los términos resonantes lo suficientemente pequeños — experimentalmente se conoce que valores entre 5 y 15 rad/s son una buena elección (A. R. Lopez-Nunez, 2016)—, estos términos solo actuarán a frecuencias muy cercanas a sus frecuencias resonantes y no interferirán por lo tanto en la parte proporcional integral.

- **Diseño del control proporcional integral PI:**

Para la realización del diseño es necesario utilizar la función de transferencia del lazo abierto mostrado en la figura 3.6.1. Por lo tanto habría que quitar la realimentación, pero añadiendo el filtro después de la planta. Esto es debido a que se puede considerar que la corriente  $IL1$  es igual que la corriente medida y filtrada, y de esta manera incluimos la dinámica del sensor de corriente en el diseño. Son conocidos todos los parámetros de la planta y el filtro, por lo que podemos conocer a lo que llamaremos como  $FTPF$ , que será la función de transferencia de la planta más el filtro. Esta función de transferencia se ha calculado en Matlab por su sencillez, y después se ha escrito de esta forma:

$$FTPF = K * \frac{(s-z1)*(s-z2)}{(s-p1)*(s-p2)*(s-p3)*(s-p4)} \quad \text{Ecuación 3.6.1}$$

Para poder calcular su módulo y argumento a las frecuencias de interés. Normalmente definiríamos un margen de fase de interés —que suele estar entre 40 y 60°— y calcularíamos la frecuencia de corte que necesitamos para conseguirlo —imponiendo  $T_n * \omega_c = 10$ —. Sin embargo, en este tipo de controladores, definimos tanto la frecuencia de corte como el margen de fase. Estos valores son  $MF=40^\circ$  y  $\omega_{ci}=2\pi*200$  (Lumbreras, Schobre, & Mallwitz, 2020, pág. 6). De esta forma podemos aplicar la siguiente fórmula para obtener  $T_n$  y  $K_p$ :

$$T_n = \frac{\tan(MF-90-\text{phase}(FTPF(\omega_{ci}))}{\omega_{ci}} \quad \text{Ecuación 3.6.2}$$

$$Kp = \frac{Tn \cdot wci}{\text{mag}(FTPF(wci)) \cdot \sqrt{(Tn \cdot wci)^2 + 1}} \quad \text{Ecuación 3.6.3}$$

Aplicando (2) y (3) obtenemos los parámetros proporcional e integral deseados. Resultados en la *tabla 3.6.1*.

- **Diseño de control resonante:**

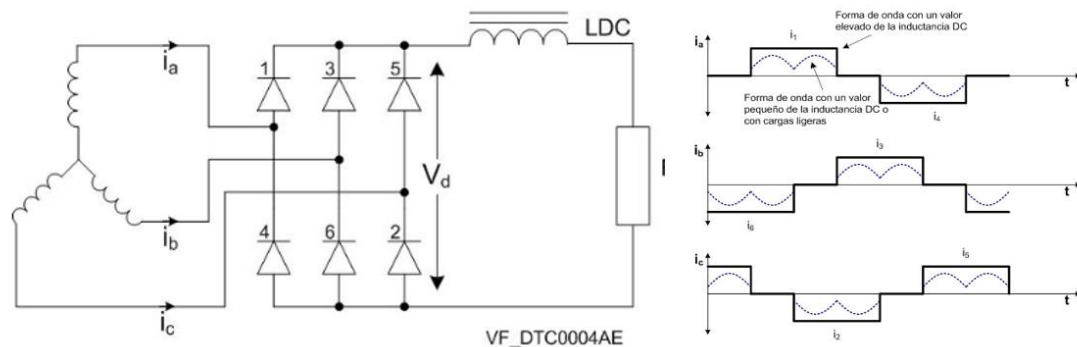
El control resonante tiene dos formas de ser calculado, dependiendo de si la frecuencia de resonancia que buscamos está por encima o por debajo de la frecuencia de corte de FTPF en lazo abierto (Lumbreras, Schobre, & Mallwitz, 2020). El primer término que vamos a calcular es el término resonante a 50 Hz, el cual está por debajo de la frecuencia de corte de FTPF.

- Control resonante a 50 Hz. Para calcular este término se aplica la fórmula (4) (Lumbreras, Schobre, & Mallwitz, 2020).

$$Krf = \frac{Xf}{\text{mag}(FTPF(w0f)) \cdot Kp \cdot \frac{\sqrt{(Tn \cdot w0f)^2 + 1}}{Tn \cdot w0f}} - 1 \quad \text{Ecuación 3.6.4}$$

Definimos  $Xf$  como la ganancia del término resonante a esa frecuencia, que la estableceremos en un principio en  $Xf=75$ , para después, una vez diseñados los otros términos resonantes ir variando valores hasta ver qué valor nos da un resultado óptimo.  $w0f=2 \cdot \pi \cdot 50$ .

Hay algunas cargas no lineales que se pueden conectar a la red, que hacen que la corriente no sea sinusoidal y por lo tanto que haya armónicos múltiplos de la frecuencia de red (Power Electronics, 2006). Estas cargas son típicamente rectificadores, que lo que hacen es consumir corriente solo en determinados instantes, quedando una forma de onda de la corriente de entrada a estos elementos como una señal cuadrada (Power Electronics, 2006).



*Imagen 3.6.2: Ejemplo rectificador trifásico y forma de onda de la corriente (Power Electronics, 2006).*

Conocido este fenómeno anterior, resulta de interés hacer una reducción del 5º y 7º armónico (Lumbreras, Schobre, & Mallwitz, 2020). La normativa indica que para cualquier elemento generador conectado a red, la tensión armónica de estos términos no debe ser superior a 1,8 % de la tensión fundamental (REE, 2018).

- Control resonante a 250 Hz y 350 Hz. Reducción del 5º y 7º armónico.

En el caso del diseño de los términos resonantes por encima de la frecuencia de corte de FTPF en lazo abierto se opera de forma distinta. En este caso habrá que aplicar la ecuación 3.6.5 de segundo grado (Lumbreras, Schobre, & Mallwitz, 2020). Tomando  $X_h$  como 25.

$$Krh^2 + 2 * Krh * \cos(\Theta) + 1 - \left( \frac{X_h}{\text{mag}(FTPF(w_0h)) * Kp * \frac{\sqrt{(Tn * w_0h)^2 + 1}}{Tn * w_0h}} \right) = 0 \quad \text{Ecuación 3.6.5}$$

De las dos soluciones que puede tener la ecuación de segundo grado, nos quedamos con la que utiliza el término positivo de la raíz. En la ecuación 5 el ángulo  $\Theta$  de compensación, es la negativa del ángulo que tiene la FTPF a la frecuencia  $w_0h$  —donde  $w_0h$  es la frecuencia de resonancia 250 Hz o 350 Hz— (Lumbreras, Schobre, & Mallwitz, 2020). Haciendo los cálculos mediante Matlab como se muestra en el apéndice A1 se han obtenido los siguientes resultados:

50 Hz		250 Hz		350 Hz	
$w_{0f}$	$2\pi 50$	$w_{05}$	$2\pi 250$	$w_{07}$	$2\pi 350$
$X_f$	75	$X_{h5}$	25	$X_{h7}$	25
$K_{rf}$	3.8	$K_{r5}$	10	$K_{r7}$	13
$K_p$	0.2357				
$T_n$	5.01E-04				

Tabla 3.6.1: Valores del controlador PIR.



### 3.7. SIMULACIÓN Y CORRECCIONES DEL CONTROL PIR DISEÑADO

La ecuación total del controlador PIR queda de la siguiente manera:

$$PIR = Kp * \left( \frac{Tn*s+1}{Tn*s} \right) * \left( 1 + \frac{Krf*wc*f*s}{s^2+wc*f*s+w0*f^2} + \frac{Kr_5*wc_5*(s*cos(\theta_5)-w0_5*sin(\theta))}{s^2+wc_5*s+w0_5^2} + \frac{Kr_7*wc_7*(s*cos(\theta_7)-w0_7*sin(\theta_7))}{s^2+wc_7*s+w0_7^2} \right) \quad \text{Ecuación 3.7.1}$$

Donde todas las  $wc$  son igual a 5 rad/s, por los criterios de diseño anteriormente dichos. Este primer diseño sirve para realizar una visualización del resultado de este tipo de control, para posteriormente ajustar los valores hasta conseguir un control lo más preciso posible. Para la visualización se ha realizado el diagrama de Bode tanto en lazo abierto como cerrado del controlador con la planta y sensor de corriente mostrado en la imagen 3.6.1. También se ha incluido en el diagrama la acción de la perturbación.

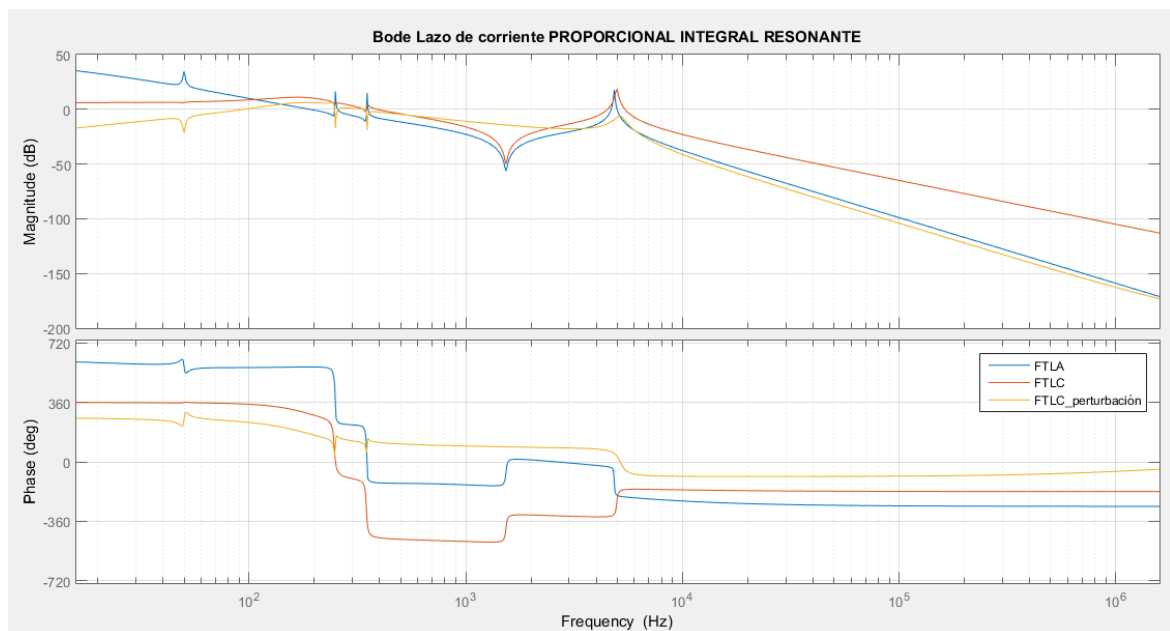
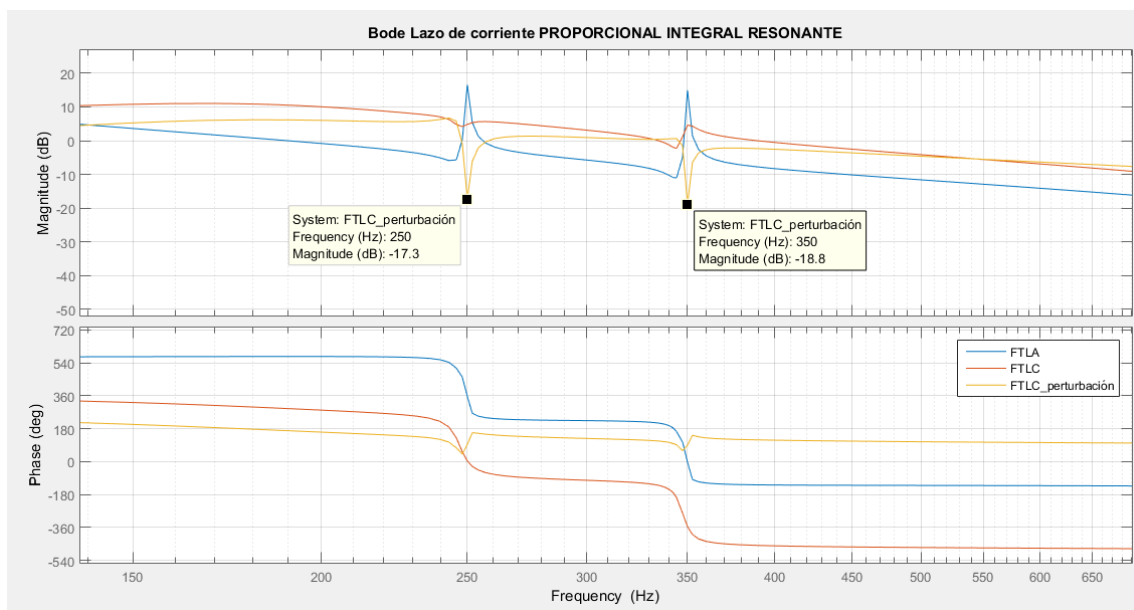


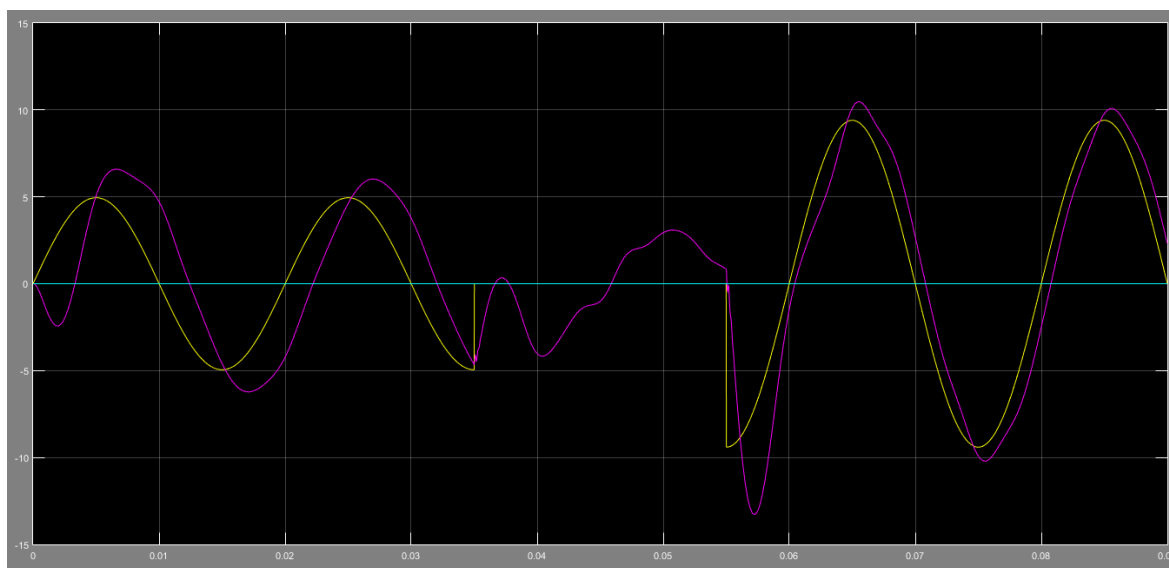
Imagen 3.7.1: Diagrama de Bode del lazo de corriente. Cerrado, abierto y perturbación.

De la anterior imagen podemos ver como la frecuencia de corte del lazo abierto es de 200 Hz, tal y como se ha escogido para el diseño. La frecuencia de resonancia se da a 50 Hz correctamente y puede verse como mejora el rechazo a la perturbación y seguimiento de la referencia. Para la reducción de armónicos se observa como las anti-resonancias para el lazo cerrado y abierto se dan exactamente a la frecuencia armónica diseñada.



*Imagen 3.7.2: Reducción de armónicos de red.*

En la imagen 3.7.2 puede verse como se rechazan las frecuencias armónicas 5ª y 7ª en la función de transferencia de la perturbación. En la función de transferencia de seguimiento de la referencia FTLC no hay apenas efecto de rechazo de armónicos. En la imagen 3.7.1 vemos como es una buena elección de diseño. Sin embargo, existe cierta ganancia, que probablemente hará que la salida sea algo mayor que la referencia. Para la comprobación de los resultados que se pueden esperar viendo el diagrama de Bode, se ha utilizado la herramienta Simulink de Matlab para dibujar el diagrama de bloques con los valores que corresponden a los cálculos realizados y después simular el seguimiento a una referencia sinusoidal, la cual tendrá un escalón, para también observar cómo se va a comportar la planta frente a un cambio en la referencia. Se incluye unos segundos con referencia cero para comprobar el rechazo a la perturbación.



*Imagen 3.7.3: Respuesta ante sinusoidal 50 Hz con escalones. Referencia, salida y error.*

En la imagen 3.7.3 se puede observar cómo existe un error por parte de la señal de salida con respecto a la referencia. Esto es debido al bajo rechazo a la perturbación que tiene el

sistema. Al haber bajado la frecuencia de corte, el término integral apenas tiene efecto, y la no muy elevada ganancia del término resonante no consigue rechazar muy bien la perturbación. El programa Matlab ha calculado que la perturbación es del 8%. Como la frecuencia de corte del lazo abierto es muy baja, estamos ante un sistema lento. Se realiza una nueva simulación para dejar que los transitorios se estabilicen.

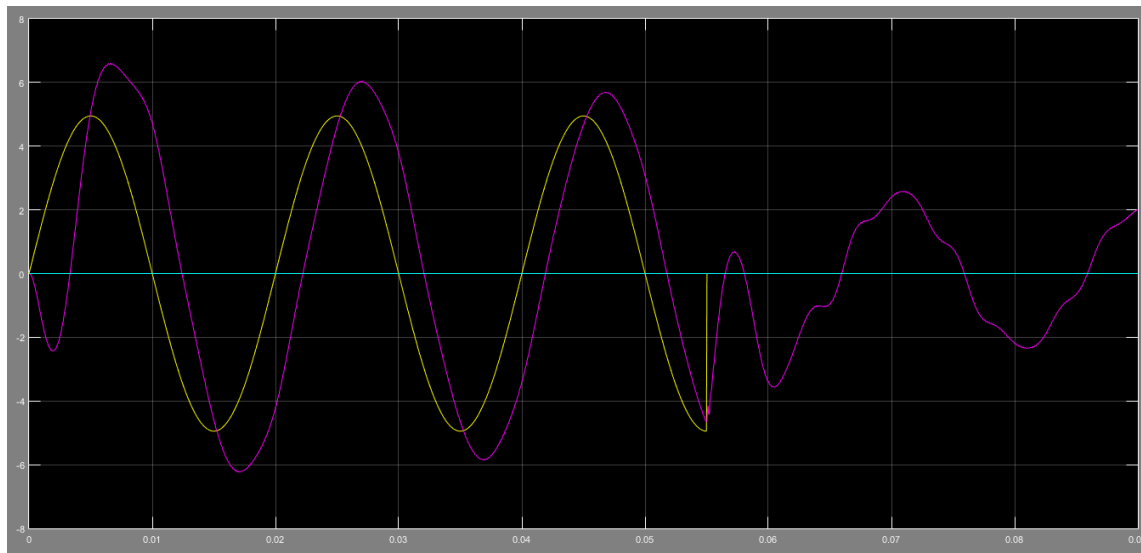


Imagen 3.7.4: Simulación para comprobar la disminución del error. Referencia y salida.

Observando el diagrama de bode y viendo los resultados que nos da el programa Matlab es una respuesta esperada, pero no es adecuada pues tiene mucho error.

Para solucionar esto, se ha comprobado como aumentando el valor de la ganancia del término resonante a 50 Hz a 800, se consigue una ganancia a 50 Hz cercana a 6.02dB, que es lo que nos interesa para el seguimiento a la referencia, debido a la ganancia de 2 introducida por el filtrado de medida. Dejando por lo tanto los parámetros finalmente como:

50 Hz		250 Hz		350 Hz	
w0f	$2\pi 50$	w0 <sub>5</sub>	$2\pi 252$	w0 <sub>7</sub>	$2\pi 353$
Xf	800	Xf <sub>5</sub>	25	Xf <sub>7</sub>	25
Krf	50	Kr <sub>5</sub>	5.89	Kr <sub>7</sub>	7.82
Kp	0.28				
Tn	665E-06				

Tabla 3.7.1: Parámetros finales para el control PIR.

Con estos parámetros la ganancia a 50 Hz según el diagrama de Bode es de 6.03 dB, que equivale a un aumento de 2.002 respecto de la referencia. La salida va multiplicada por dos, debido a que el sensor de corriente reduce a la mitad la ganancia (Filtro de sensado). Es ahora mucho más admisible el error que se va a cometer. La máxima corriente que puede circular es de 13.3/2 A, quedando un error máximo de 0.009 A. Simulando con los nuevos parámetros en Simulink nos queda lo siguiente:

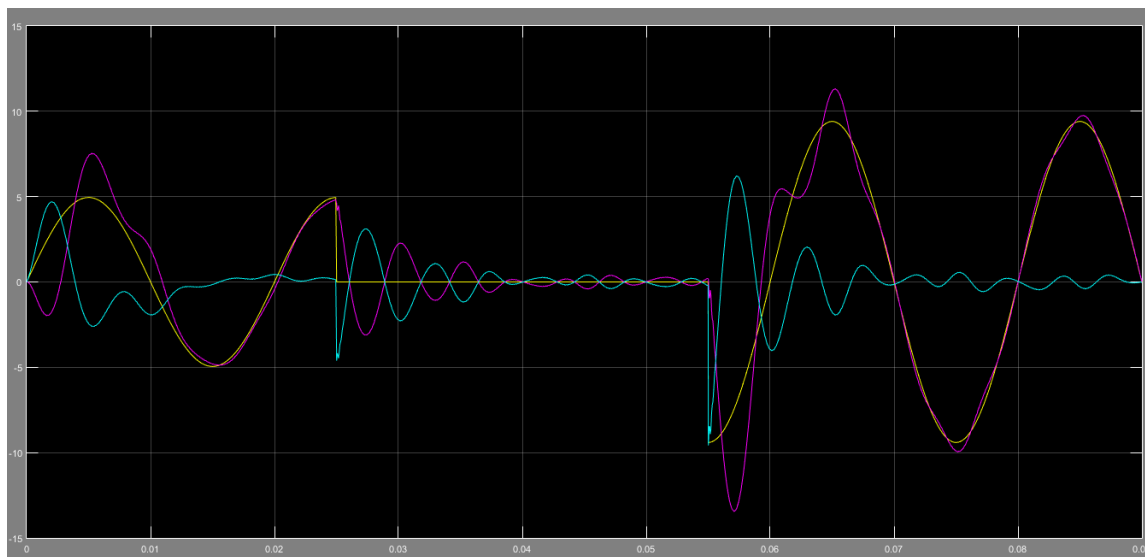


Imagen 3.7.5: Respuesta del lazo cerrado de corriente. Referencia, Salida, Error.

Se puede observar en la imagen 3.7.5 como es ahora mejor la respuesta del sistema, pues prácticamente anula el error. Es cierto que le cuesta llegar al estado estacionario, pero es el precio que hay que pagar para que el sistema anule mejor el error y rechace la perturbación. Queda ahora diseñar, con elementos electrónicos, una forma de realizar el controlador proporcional integral resonante para la realización del lazo interno de corriente de forma analógica. Este tipo de controladores se hacen de forma digital, ya que al ser complejo es mucho más sencillo de implementar por programación que mediante elementos electrónicos. Sin embargo, en este proyecto el controlador se realiza de forma analógica, de dos formas como se verá a continuación. Se añade una última simulación para comprobar el correcto rechazo a la perturbación.

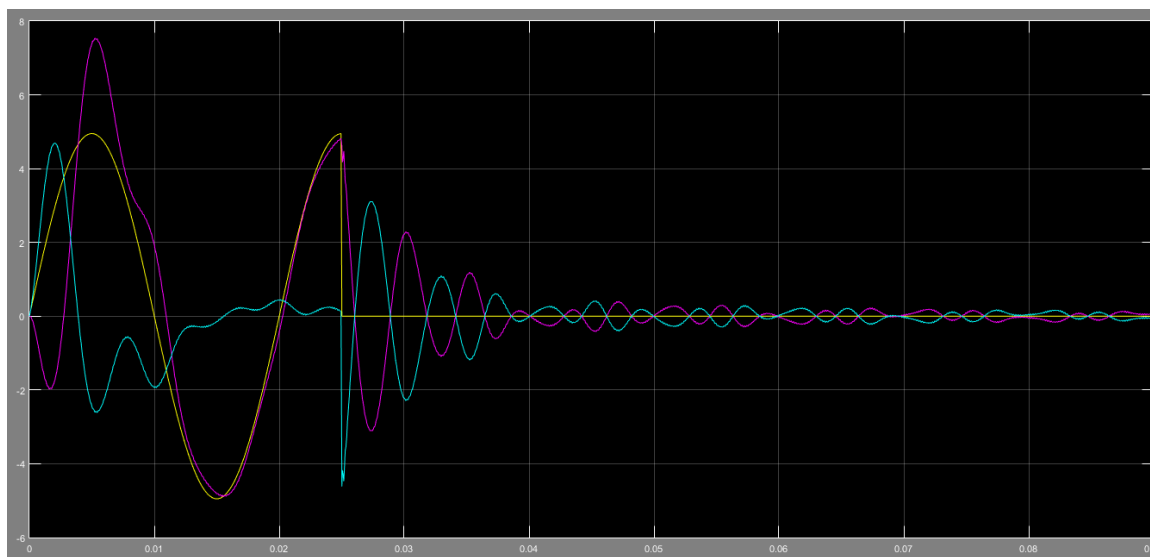


Imagen 3.7.6: Respuesta del lazo cerrado de corriente, rechazo a la perturbación. Referencia, Salida, Error.

### 3.8. IMPLEMENTACIÓN ANALÓGICA DEL CONTROLADOR PROPORCIONAL RESONANTE

#### 1) PRIMERA FORMA

Debido a la complejidad de la implementación analógica de la ecuación 3.7.1 se ha decidido simplificar esta y tomar solo el término resonante a 50 Hz, que es el que hará un mejor seguimiento de la referencia y rechazo a perturbación. Además, siendo complicado realizar una función de transferencia idéntica, se ha buscado la realización de un término resonante con resistencias, condensadores, inductancias y amplificadores operacionales, como el mostrado en la imagen 3.8.1 (Rohten, y otros, 2014, pág. 1510).

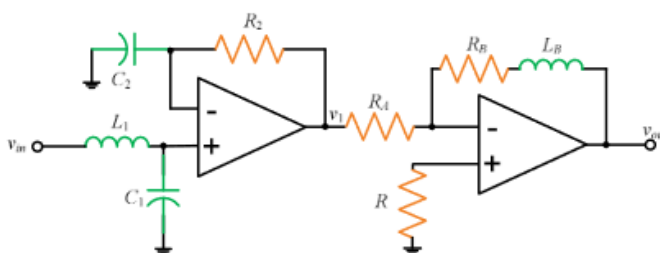


Imagen 3.8.1: Circuito resonante a 50 Hz (Rohten, y otros, 2014, pág. 1510)

La ecuación del circuito mostrado en la imagen 3.8.1 es la mostrada a continuación:

$$hc(s) = \frac{R2 \cdot C2 \cdot LB}{RA \cdot L1 \cdot C1} * \frac{s^2 + \left(\frac{1}{R2 \cdot C2} + \frac{RB}{LB}\right) \cdot s + \frac{RB}{LB \cdot R2 \cdot C2}}{s^2 + \frac{1}{L1 \cdot C1}} \quad \text{Ecuación 3.8.1 (Rohten, y otros, 2014)}$$

Esta ecuación corresponde con la ecuación 3.8.2, la que nos da una resonancia a 50 Hz si elegimos bien sus parámetros.

$$hc(s) = Kc * \frac{s^2 + 2 \cdot \varphi \cdot w1 \cdot s + w1^2}{s^2 + w0^2} \quad \text{Ecuación 3.8.2 (Rohten, y otros, 2014)}$$

Donde los parámetros propuestos por el texto citado son los siguientes (Rohten, y otros, 2014):

$$W1 = 2 \cdot \pi \cdot 45; W0 = 2 \cdot \pi \cdot 50; Kc = 1; \varphi = 0.8;$$

Sin embargo, a fin de conseguir una función de transferencia como la mostrada en la ecuación 3.7.1, los parámetros para el diseño serán distintos. Se ha detectado que la función de transferencia indicada en realidad está multiplicada por menos uno, por lo que habrá que añadir un inversor a la salida de esta para que el sistema sea estable, o bien tener en cuenta esto al añadir la parte proporcional integral (la cual al realizarse con amplificadores operacionales también va multiplicada por menos uno). Por último, si tenemos en cuenta que la inductancia L1 tiene una resistencia parásita serie (R1) asociada y recalculamos la función de transferencia del circuito como se muestra en el apéndice B-1, llegamos a la siguiente solución del circuito.

$$hc(s) = - \frac{R2 \cdot C2 \cdot LB}{RA \cdot L1 \cdot C1} * \frac{s^2 + \left(\frac{1}{R2 \cdot C2} + \frac{RB}{LB}\right) \cdot s + \frac{RB}{LB \cdot R2 \cdot C2}}{s^2 + s \cdot \frac{R1}{L1} + \frac{1}{L1 \cdot C1}} \quad \text{Ecuación 3.8.3}$$

Es ahora la función de transferencia idéntica a la diseñada en el apartado anterior, siempre y cuando  $R_1$  tenga el valor adecuado. Para hallar la solución de las variables a escoger, debemos tener en cuenta que la ecuación 3.8.3 debe ser idéntica a la ecuación 3.8.4, la cual corresponde con el control resonante a 50 Hz diseñado en el apartado anterior.

$$Resonante 50 \text{ Hz} = 1 * \frac{s^2 + (w_c * (Krf + 1)) * s + w_0^2}{s^2 + w_c * s + w_0^2} \quad \text{Ecuación 3.8.4}$$

Por lo tanto, para que 3.8.3 y 3.8.4 sean iguales, obtenemos cinco fórmulas para dar solución a las ocho incógnitas del circuito. Pasos para hallar la solución (Para más detalles apéndice B-2):

- Imponemos  $L_1$  y  $C_1$ , los cuales deben darnos una resonancia a 50 Hz.
- Para mayor simplicidad, imponemos  $L_B = L_1$  y  $C_2 = C_1$
- Tal y como se muestra en el apéndice B-2 se ha llegado a la conclusión de que  $R_2 = R_A = R_B$ .
- Obtenemos  $R_2$  mediante la ecuación de segundo grado 3.8.5.

$$C_2 * w_0^2 * R_2^2 - R_2 * (w_c * (Krf + 1)) + \frac{1}{C_2} = 0 \quad \text{Ecuación 3.8.5}$$

- La condición para que  $R_2$  tenga solución real es que  $Krf > 125$ . Esta condición impide que la función de transferencia que podemos conseguir con este circuito sea igual a la diseñada en el apartado anterior, en el que después de realizar el diseño se ha llegado a la solución de  $Krf = 20$ .

#### Efecto sobre la función de transferencia al aumentar $Krf$ :

Para ver que efecto indeseado genera la imposición de  $Krf > 125$ , se ha realizado el diagrama de Bode de la función de transferencia resonante deseada y la que realmente conseguimos con el circuito mostrado en 3.8.1.

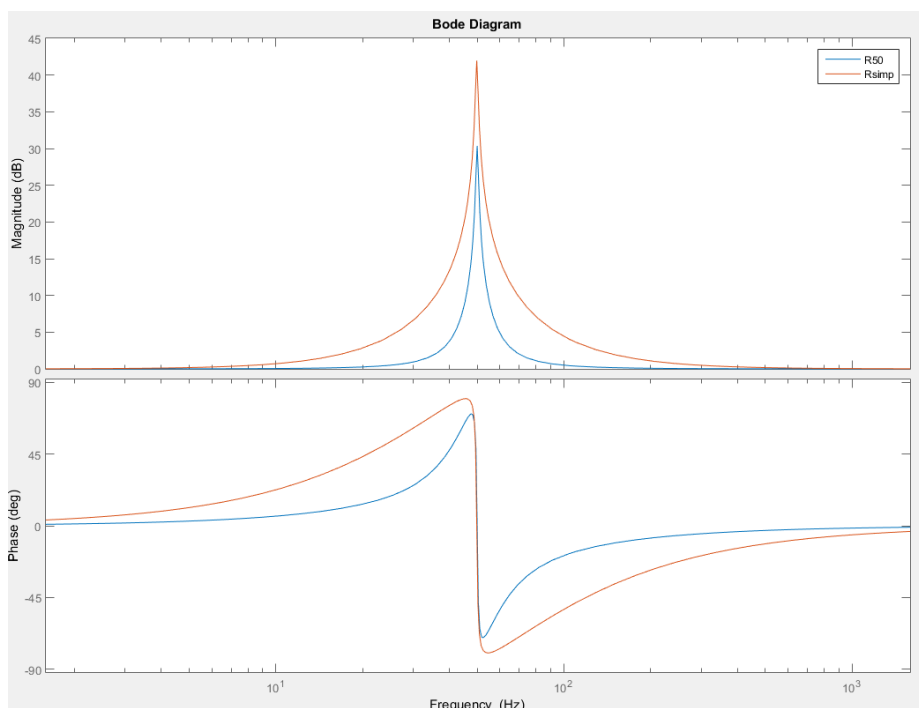


Imagen 3.8.2: Diagrama de Bode del efecto de aumentar  $Krf$ .  $Krf=31$  y  $Krf=125$ .

Así, se observa como el aumento de  $K_{rf}$  hace que la ganancia sea mayor, pero como efecto indeseado aumentamos el ancho de banda. No es conveniente por lo tanto aumentar  $K_{rf}$  por encima de 125, pues aunque conseguiremos más ganancia, el ancho de banda aumentará, pudiendo interferir en el diseño de la parte proporcional integral. Además la fase se aproxima cada vez más a  $90^\circ$  y  $-90^\circ$  a medida que aumenta  $K_{rf}$ , y tiene por lo tanto un cambio más abrupto a la frecuencia de resonancia. Esto puede hacer que aumentar mucho  $K_{rf}$  haga un sistema inestable, pues generará cruces en  $-180^\circ$ , y al perdurar su efecto durante más frecuencia, es posible que el segundo cruce en  $-180^\circ$  no se de a ganancia positiva.

Siguiendo los pasos mostrados, se ha llegado a la siguiente solución de los componentes (Los cálculos detallados en el apéndice B-2).

R1 [ $\Omega$ ]	L1=LB [H]	C1=C2 [ $\mu$ F]	RA=RB=R2 [ $\Omega$ ]
3	0.2	50.6	68

Tabla 3.8.1: Resultados para el control resonante 1.

Los valores escogidos para las resistencias son bajos, y por lo tanto se conveniente tener en cuenta la potencia que deben disipar a la hora de realizar el circuito real. Para conocer la potencia, se mide la corriente que circula por las resistencias.

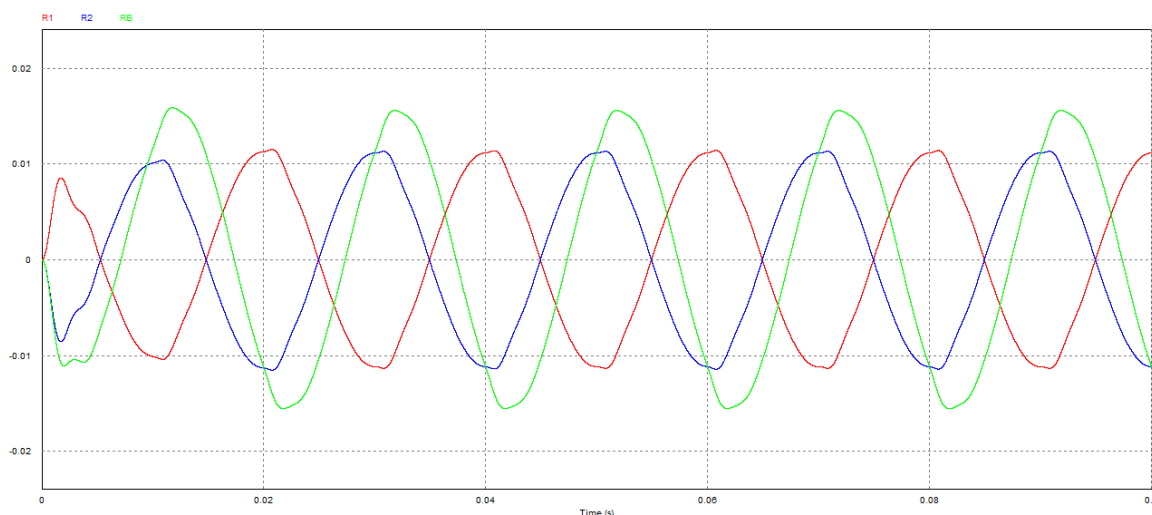


Imagen 3.8.3: Corriente por **R1**, **R2** y **RB**.

Supongamos corriente máxima de 0,02 A. Por lo tanto la potencia disipada por las resistencias de 68  $\Omega$  es  $Pot=i^2 \cdot R=0.03 \text{ W}= 30 \text{ mW}$ . La resistencia de 3  $\Omega$  disipara menos potencia aún. Es una potencia a disipar más que asumible para un circuito de señal, por lo que se continúa dando por correcta la elección de los componentes.

La función de transferencia resonante con los parámetros calculador tiene el siguiente diagrama de Bode.

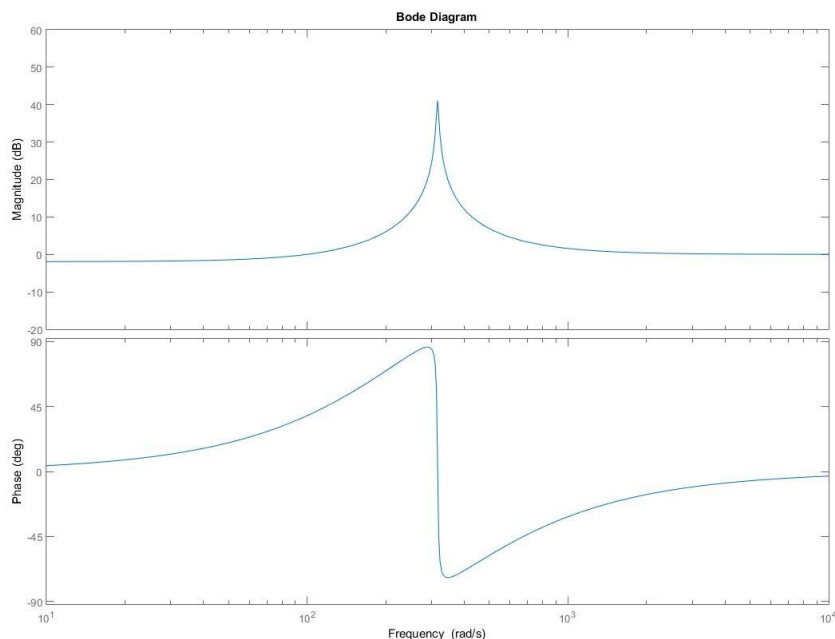


Imagen 3.8.4: Diagrama de bode término resonante a 50 Hz.

Cabe por lo tanto pensar, que multiplicar la función de transferencia 3.8.2 por la función de transferencia del término proporcional integral, obtendremos un resultado parecido. Para comprobar esto empleamos el programa Matlab. Los valores de  $K_p$  y  $T_n$  del control proporcional integral están calculados y son los mostrados en la tabla 3.7.1, pues son independientes del término resonante. Con todos los parámetros calculados pasamos a la simulación en Simulink.

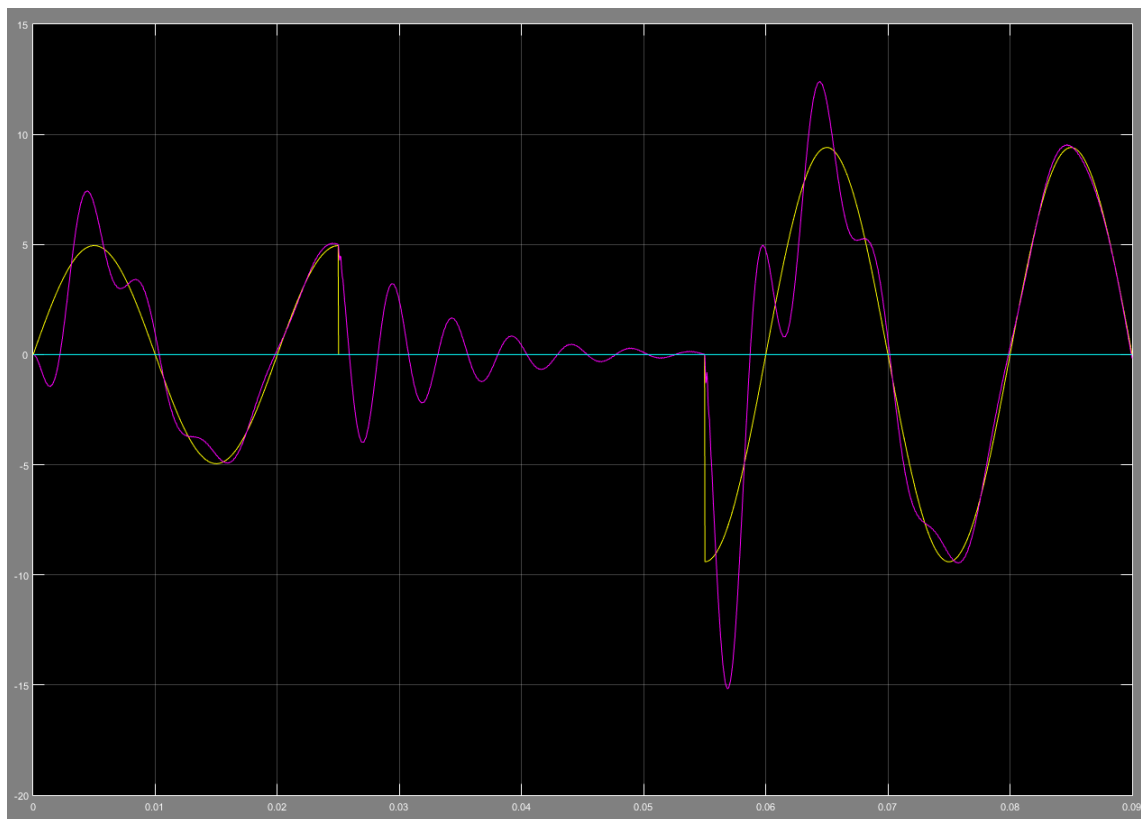
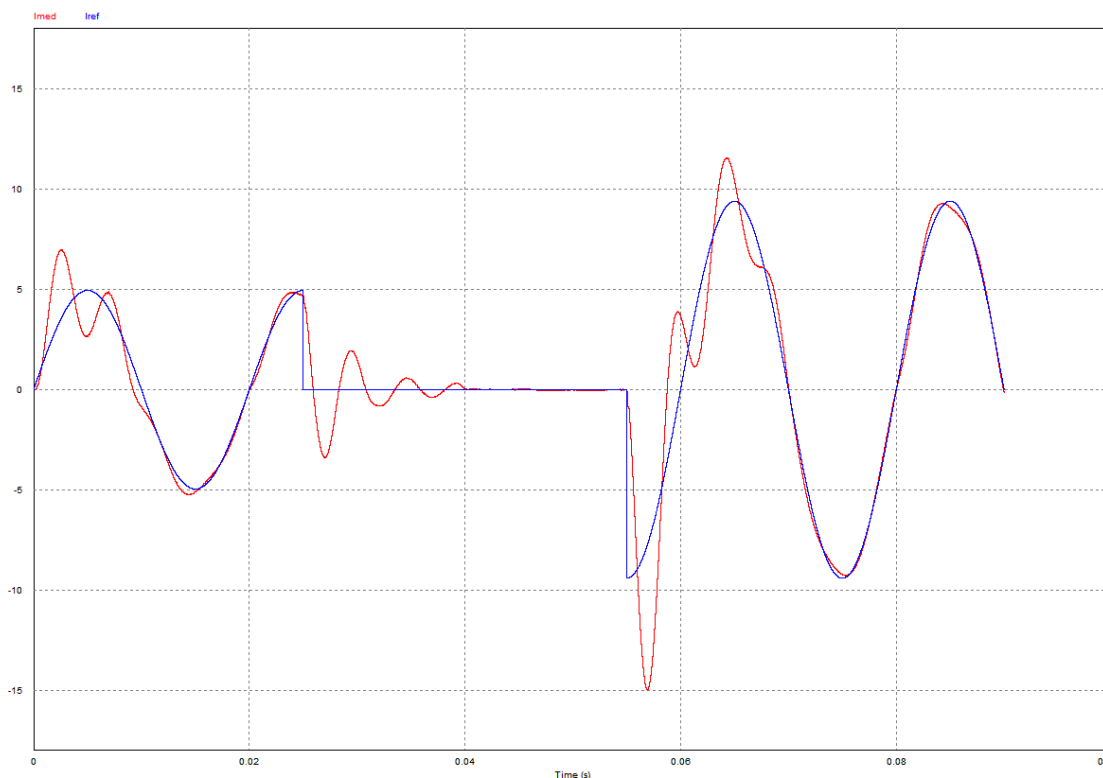


Imagen 3.8.5: Simulación para el control PIR simplificado. Referencia, salida y error.



En comparación con la simulación de la imagen 3.7.5 (Simulación control PIR ideal), ahora el sistema presenta un mayor sobre impulso ante variación de la referencia, pero sin embargo se estabiliza antes y anula mejor error y rechaza antes la perturbación. Esto es debido a la alta ganancia que introduce el término resonante implantado actualmente. En el circuito real, la ganancia se verá limitada por los amplificadores operacionales. Ahora pasamos a simularlo en el programa PSIM, el cual debería darnos la misma respuesta. El programa de Matlab se encuentra en el apéndice A-3.



*Imagen 3.8.6: Simulación PIR en PSIM*

Vemos como ambas simulaciones son coincidentes, lo que deja claro que están bien realizadas. Estamos ahora frente a un sistema más lento en comparación con el proporcional integral, pero se rechaza mucho mejor la perturbación, y el error es menor aún. Es el más complejo de los controladores, pero nos da la mejor respuesta. Como en esta ocasión no se realiza reducción de armónicos, se puede aumentar la frecuencia de corte para conseguir una respuesta más rápida. El aumentar la velocidad de respuesta hará que el error sea mayor. Recalculamos los términos PI ahora con frecuencia de corte de 400 Hz y realizamos una nueva simulación en PSIM para ver la mejora en rapidez de respuesta. Se muestra el resultado en la imagen 3.8.7.

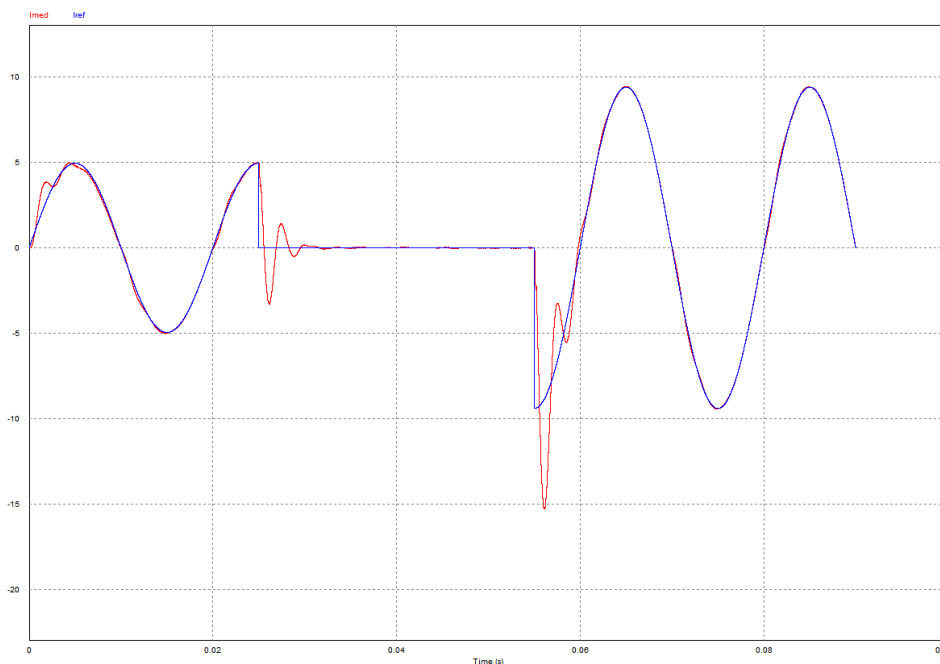


Imagen 3.8.7: Simulación con  $F_c=400$  Hz.

Es ahora la respuesta mucho más rápida y apenas ha aumentado el error. Se toma por lo tanto como la mejor elección para el controlador y se escogen estos parámetros como los finales del controlador. Se ha mejorado incluso el error y rechazo a la perturbación comparando con el diseño inicial del control PIR. Para ver cómo queda la respuesta en frecuencia del sistema final, se añade el diagrama de Bode.

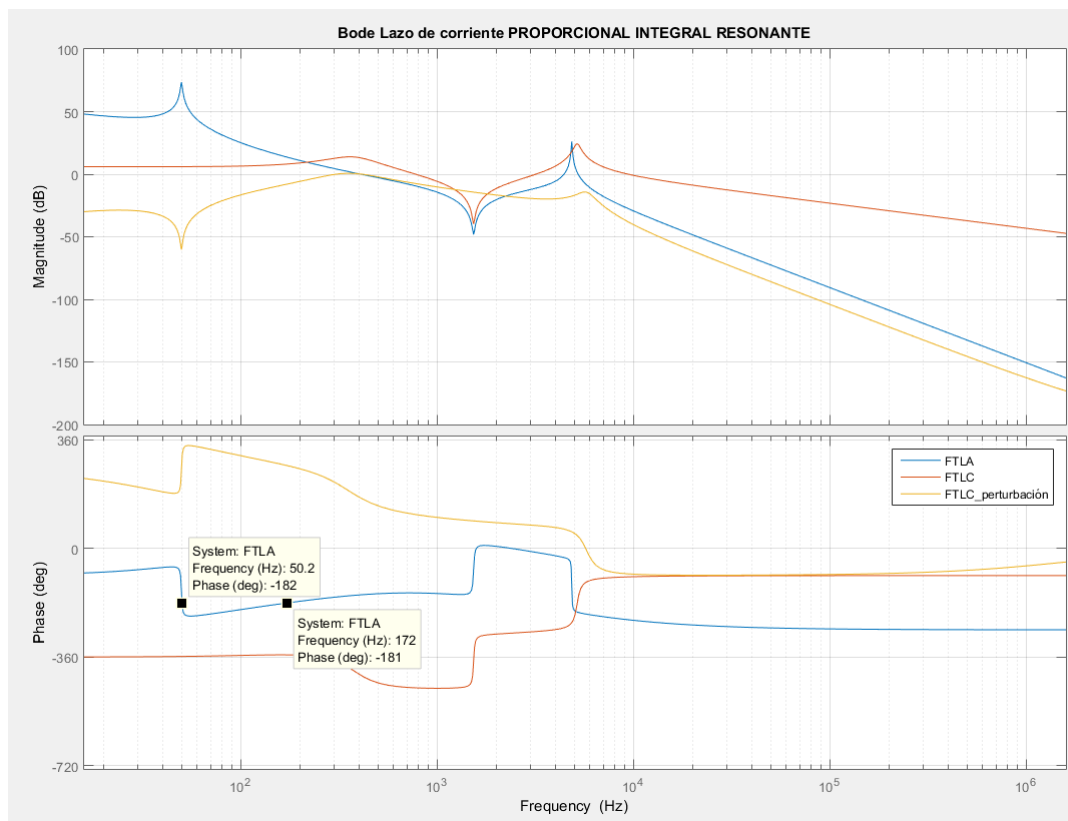


Imagen 3.8.8: Diagrama de Bode PIR primera forma.

Vemos como a bajas frecuencias existe un cruce de la fase en  $-180^\circ$  cuando la ganancia es positiva, lo que indica que estamos ante un sistema inestable. Sin embargo, al existir dos cruces contiguos, ambos con ganancia positiva, hace que uno anula al otro, quedando un sistema estable. Los parámetros finales del PI son los siguientes:

$$K_p=0.75; T_n=500 \mu s; MF=40; F_c=400 \text{ Hz};$$

Sin embargo, a la hora de encontrar elementos físicos para implementar el circuito de la imagen 3.8.1, las bobinas encontradas presentaban una resistencia DC mucho mayor. Finalmente, a fin de reducir al mínimo este valor, se ha encontrado una bobina de rechazo de modo común, la cual tiene una resistencia de  $14 \Omega$ . Por lo tanto, los parámetros reales del sistema a implementar son:

R1 [ $\Omega$ ]	L1=LB [H]	C1=C2 [ $\mu$ F]	RA=RB=R2 [ $\Omega$ ]
14	0.2	50.6	68

Tabla 3.8.2: Parámetros del sistema resonante real.

El aumento de esta resistencia hace variar la función de transferencia que podemos conseguir, y por lo tanto obtendremos una respuesta distinta. A continuación se muestra el diagrama de Bode de la función de transferencia resonante con los parámetros reales.

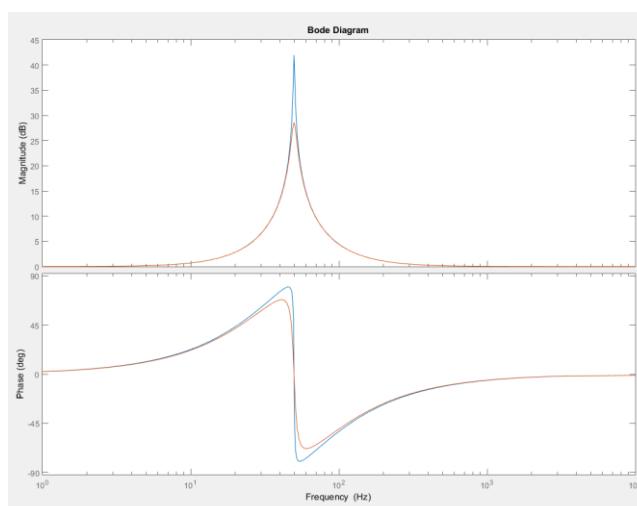


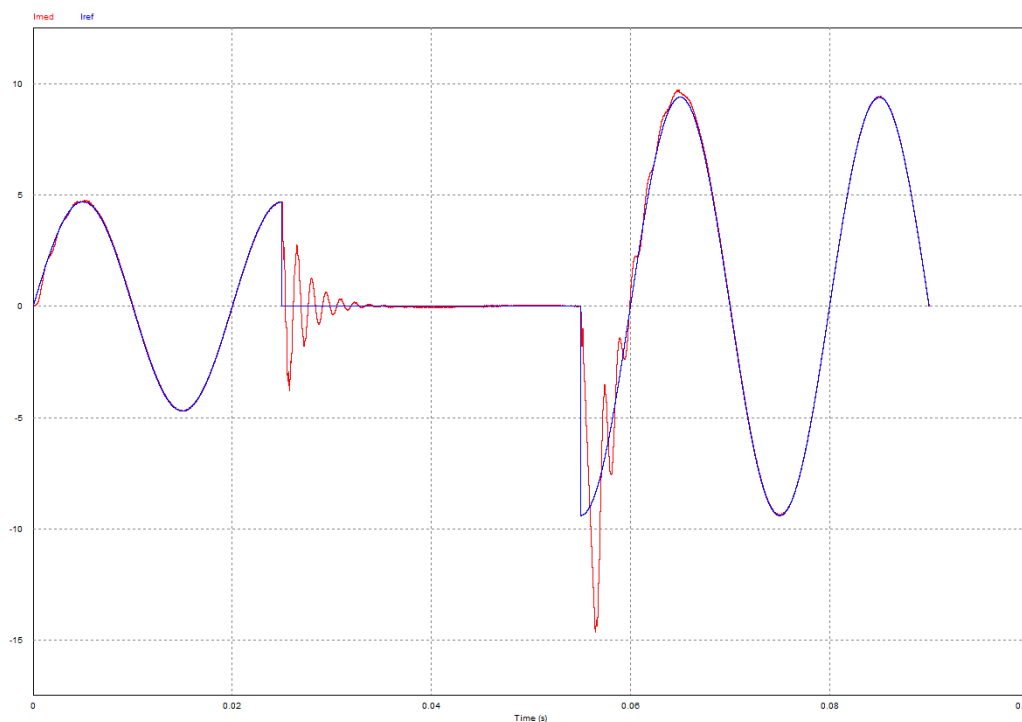
Imagen 3.8.9: Comparativa resonante IDEAL y REAL con el circuito propuesto.

Como puede verse en la anterior imagen, al aumentar la resistencia R1 se reduce la ganancia resonante. Esto generará un peor rechazo a la perturbación. Por lo tanto, es conveniente reajustar los términos de la parte proporcional integral para que este controlador pueda rechazar mejor la perturbación. Realizando varias simulaciones, se ha visto que bajando el margen de fase y subiendo la frecuencia de corte, el sistema tiene un error menor, debido al mejor rechazo a la perturbación. Así pues, para la parte proporcional integral se han escogido los términos que aparecen a continuación:

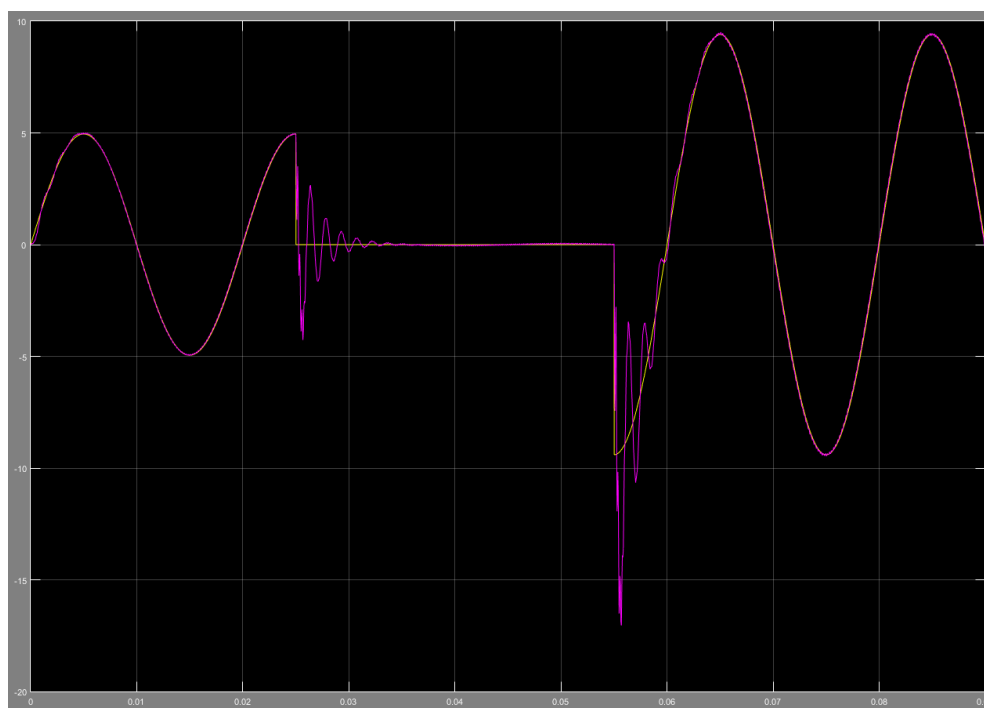
MF [°]	Fc [Hz]	Kp	Tn [us]	FTLC referencia			FTLC perturbación		ERROR	
				Gain a 50 Hz	$\theta$ [°] a 50 Hz	BW [KHz]	% a 50 Hz	$\theta$ [°] a 50 Hz	Amplitud	$\theta$ [°]
30	700	1.6	327	2.0016	0.688	7.5	0.39639	-95.4937	0.14256	-92.2

Tabla 3.8.3: Nuevos valores para el control PIR real.

Con estos parámetros se han realizado simulaciones tanto en PSIM como en Simulink para comprobar el buen funcionamiento.



*Imagen 3.8.10: Simulación con los parámetros de la tabla 3.8.3. Control PIR en PSIM.*



*Imagen 3.8.11: Simulación con los parámetros de la tabla 3.8.3. Control PIR en Simulink.*

Ambas simulaciones coinciden, salvo por que en Simulink presenta mayor sobreimpulso. Esto es debido a que en PSIM la ganancia está limitada por lo operacionales. El rechazo a la perturbación mejora con respecto al control proporcional integral, y por lo tanto disminuye el error.

## 2) SEGUNDA FORMA

Se ha encontrado una segunda manera de realizar de forma analógica la parte de resonancia del control PIR. En esta segunda manera, se utiliza el diagrama de bloques mostrado en la imagen 3.8.12, para realizar la función de transferencia resonante a 50 Hz (Teodorescu, Blaabjerg, & Liserre, 2006, pág. 754). Nuevamente se omiten los términos para la reducción de armónicos.

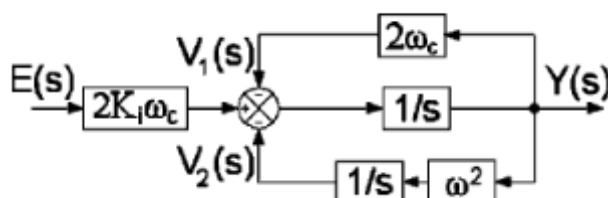


Imagen 3.8.12: Diagrama de bloques para resonante analógico (Teodorescu, Blaabjerg, & Liserre, 2006).

Operando el diagrama de bloques llegamos a la función de transferencia mostrada en la ecuación 3.8.6.

$$\frac{Y(s)}{E(s)} = \frac{2*Krf*wc*s}{s^2 + 2*wc*s + w0^2} \quad \text{Ecuación 3.8.6}$$

La cual es idéntica a la mostrada en la ecuación 3.7.1, si prestamos solo atención al término resonante a 50 Hz. Esta función de transferencia tiene que sumarse con uno para que quede el control resonante totalmente diseñado. Los parámetros están ya calculados en el apartado de diseño y son los mostrados en la tabla 3.8.3.

50 Hz	
w	2π50
Xf	800
Krf	50
Kp	0.28
Tn	665E-06
Wc	5

Tabla 3.8.4: Parámetros resonantes

Para llevar a cabo el diagrama de bloques de la imagen 3.8.12, haremos uso de amplificadores operacionales, mediante los cuales haremos bloques sumadores, integradores y proporcionales. El resultado se muestra en la imagen 3.8.13. En esta imagen se ha añadido el circuito para sumar uno a la función de transferencia mostrada en la ecuación 3.8.4. Además, la salida del último sumador multiplica por menos uno la función de transferencia, por lo que para terminar, tendremos que insertar un inversor con un amplificador operacional, o tener esto en cuenta en el momento de añadir la parte proporcional integral, el cual también va multiplicado por menos uno.

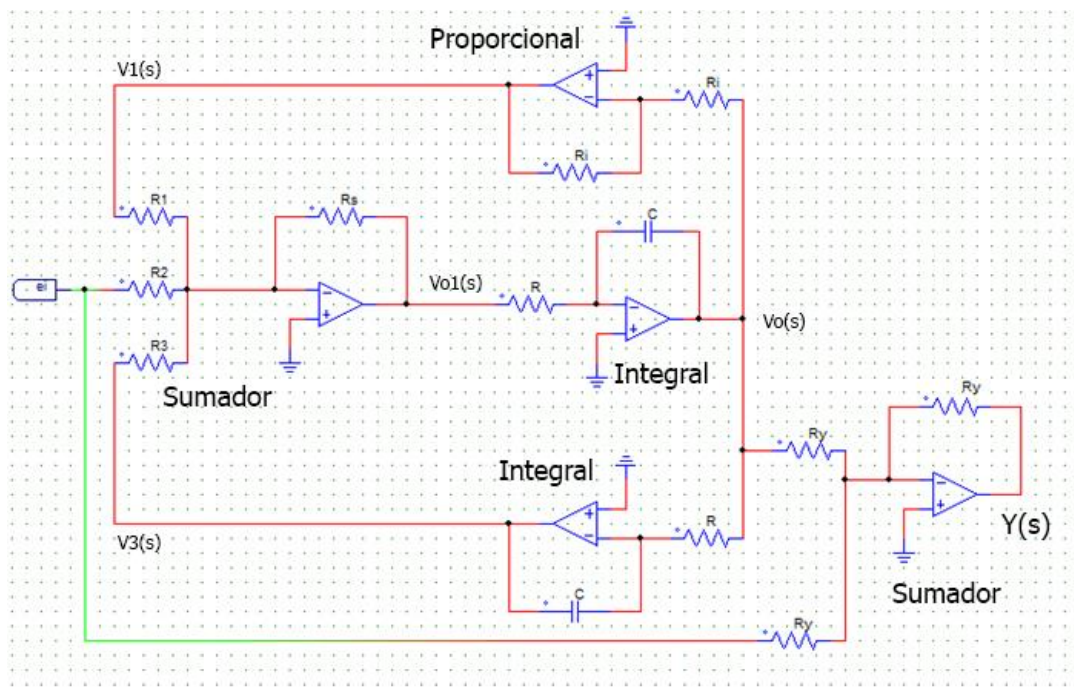


Imagen 3.8.13: Implementación real del diagrama de bloques para el término resonante.

La función de transferencia del circuito mostrado en la imagen 3.8.13 es la mostrada en la ecuación 3.8.7, y el desarrollo para llegar a esta ecuación se muestra en el apéndice B-3.

$$\frac{Y(s)}{E(s)} = -\left(1 + \frac{\frac{R_s * s}{R_2}}{s^2 + \frac{R_s * s}{R_1} + \frac{R_s}{R_3}}\right) \quad \text{Ecuación 3.8.7}$$

Ignorando el signo negativo de la ecuación 3.8.7, esta debe ser igual a la ecuación 3.8.8, diseñada en el apartado anterior.

$$\text{Resonante } 50\text{Hz} = \left(1 + \frac{Krf * wcf * s}{s^2 + wcf * s + w0f^2}\right) \quad \text{Ecuación 3.8.8}$$

Los operacionales integrales se han escogido para tener ganancia uno. Por lo tanto los valores de R y C deben ser 10 MΩ y 100 nF respectivamente. El bloque proporcional de realimentación superior también tiene ganancia uno, y por lo tanto sus dos resistencias deben ser idénticas. Así, tenemos tres ecuaciones para dar valores a las resistencias.

$$\frac{R_s}{R_2} = Krf * wcf \quad \text{Ecuación 3.8.9}$$

$$\frac{R_s}{R_1} = wcf \quad \text{Ecuación 3.8.10}$$

$$\frac{R_s}{R_3} = w0f^2 \quad \text{Ecuación 3.8.11}$$

Tomando  $R_s = 1 \text{ M}\Omega$ , despejamos y quedan los siguientes valores, mostrados en la tabla 3.8.4.

$R_s$ [MΩ]	$R_1$ [KΩ]	$R_2$ [KΩ]	$R_3$ [Ω]	$R$ [MΩ]	$C$ [nF]	$R_i$ [KΩ]	$R_y$ [KΩ]
1	200	4	10.13	10	100	1	1

Tabla 3.8.5: Valores de los parámetros para el circuito resonante 2.

Simulando en Matlab para obtener el diagrama de Bode de la planta con el controlador resonante de la ecuación 3.8.7. y con el proporcional integral, con los parámetros de la tabla 3.8.2.

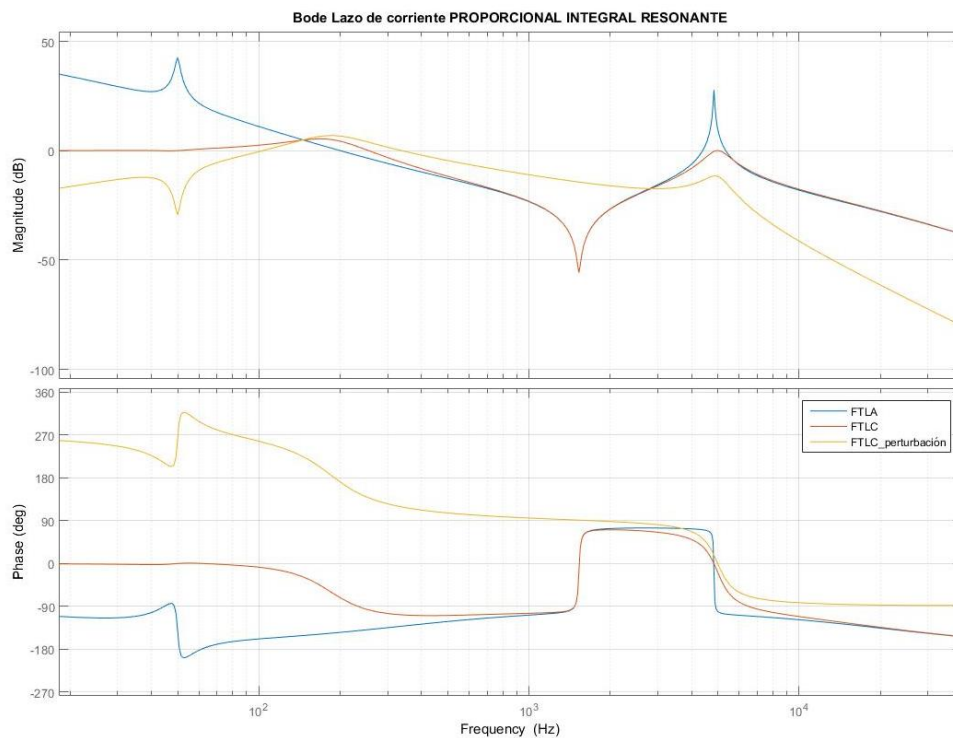


Imagen 3.8.14: Diagrama de Bode con el controlador PIR segunda forma. Lazo abierto, cerrado y perturbación.

Es un diagrama de Bode prácticamente igual al realizado para el control resonante primera forma, con la diferencia de que este presenta menor ganancia de resonancia y un ancho de banda menor, cercano a los 5 rad/s diseñados. Realizamos una simulación en PSIM con este circuito resonante segunda forma.

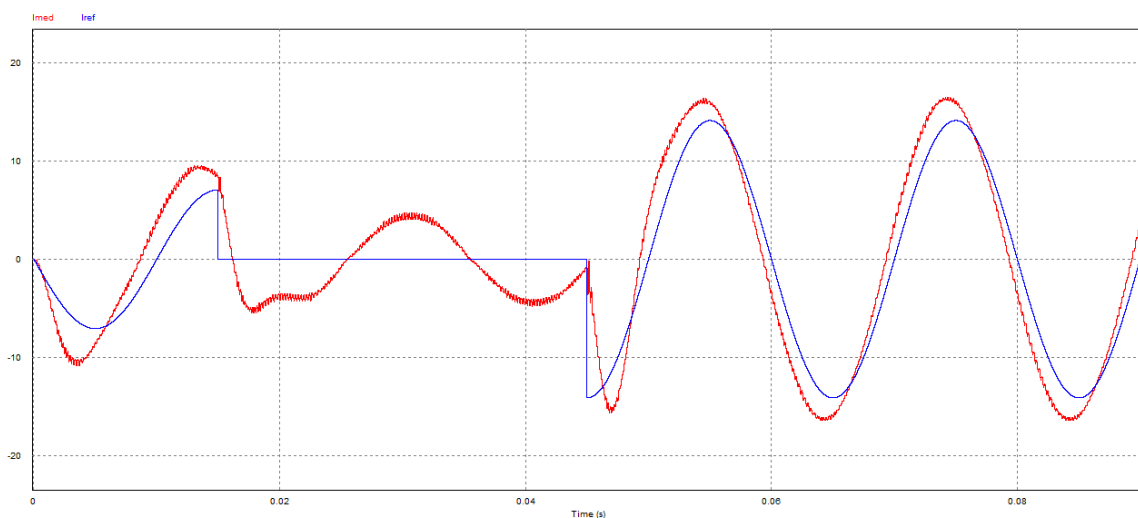


Imagen 3.8.15: Simulación PSIM, PIR segunda manera.

En la imagen 3.8.12 vemos como existe un error muy grande y no se rechaza la perturbación. Esto es algo completamente inesperado, ya que se ha realizado el cálculo de la

función de transferencia del circuito mostrado en la imagen 3.8.10 y se ha comprobado que da la función de transferencia deseada. El no rechazo a la perturbación se da porque es como si estuviéramos ante un control puramente proporcional integral con una frecuencia de corte en lazo abierto muy pequeña. Al no estar funcionando el circuito resonante propuesto, se han analizado las tensiones en distintos puntos del circuito para ver que está sucediendo. Debido a la limitación en ganancia por la tensión de alimentación de los operacionales, estos saturan a  $\pm 15$  V y es la razón por la cual no se consigue la respuesta deseada. Vemos una simulación con los valores de  $V1(s)$ ,  $Vo1(s)$  y  $V3(s)$ , definidos en la imagen 3.8.10.

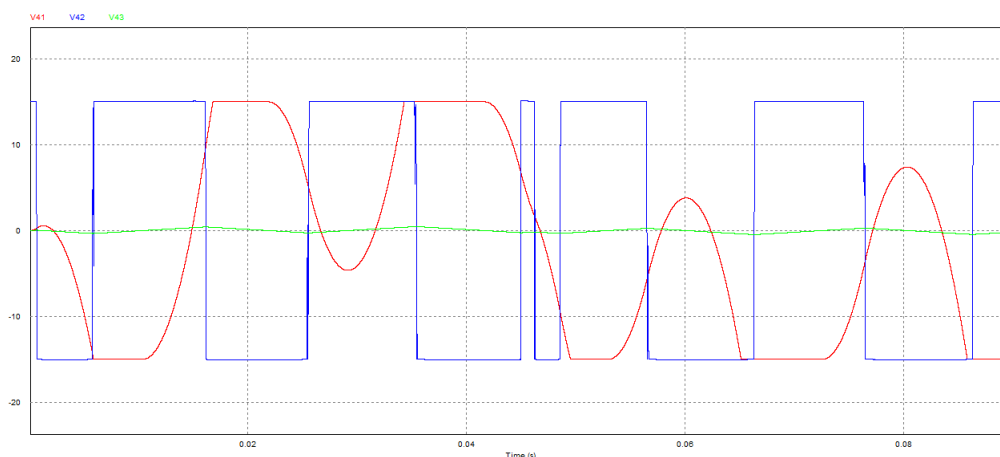


Imagen 3.8.16: Simulación  $V1(s)$ ,  $V3(s)$  y  $Vo1(s)$ .

En la imagen anterior se puede ver como las tensiones  $V3(s)$  y  $Vo1(s)$  saturan a  $\pm 15$  V. Al saturar  $V3(s)$  en estos valores, la frecuencia de resonancia no es la deseada, ya que esta pasa a ser de 0.61 Hz. Además la salida  $Vo1(s)$  también satura, haciendo que la ganancia del término resonante sea menor de la esperada. Es por lo tanto este circuito propuesto inviable de construir y hacer funcionar en el sistema real, debido al alto valor de tensión que es necesario para que funcione correctamente. Para observar esto, se realiza una nueva simulación, en la cual los amplificadores operacionales están alimentados a tensión  $\pm \infty$  V para ver hasta que punto llega la tensión. Además, comprobamos que de esta forma el circuito si está funcionando correctamente.

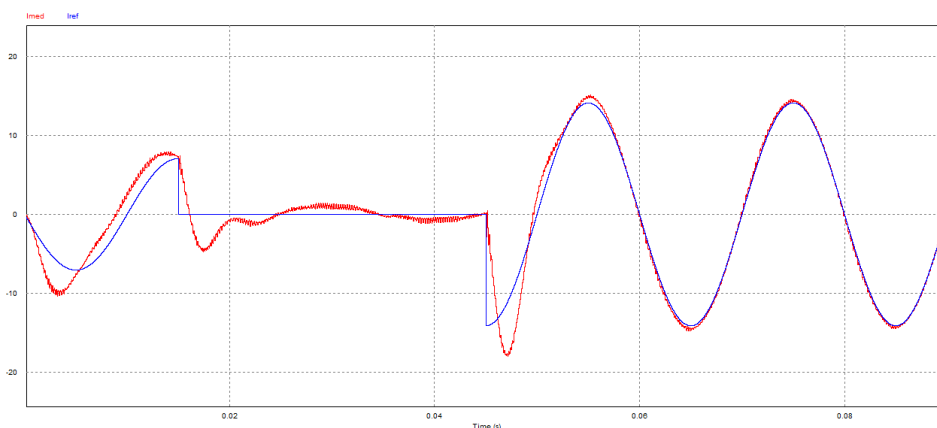


Imagen 3.8.17: Simulación sin restricción de alimentación de los amplificadores operacionales.

En esta simulación, nuevamente no vemos si se estabiliza la salida cuando la referencia es cero, ni tampoco cuando la referencia es 5 A<sub>RMS</sub>. En el caso de referencia 5 A<sub>RMS</sub> se deduce



que se estabiliza y elimina el error, pues ya se ve que lo hace ante referencia 10 A<sub>RMS</sub>. Las tensiones que antes saturaban debido a la alimentación de los operacionales ahora no lo hacen y tienen la siguiente forma de onda.

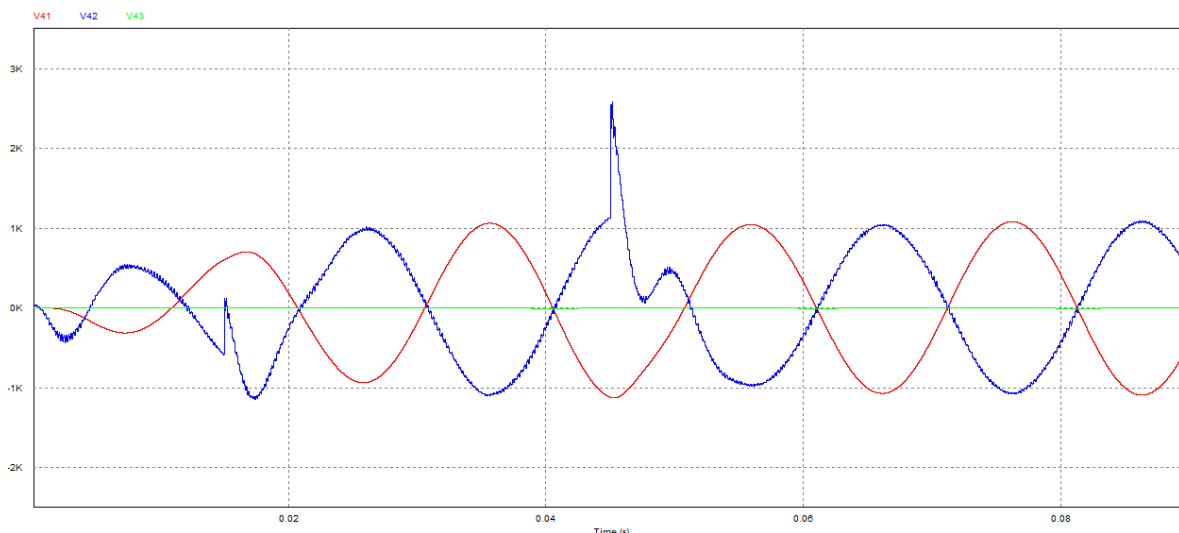


Imagen 3.8.18: Tensiones en el circuito resonante sin restricciones de alimentación.  $V1(s)$ ,  $V3(s)$  y  $Vo1(s)$ .

Vemos como el hecho de no tener limitación en la alimentación hace que el circuito funcione correctamente, pero las tensiones que hay en el lazo para el diseño del control resonante son muy elevadas. Como ya se ha dicho, no es una forma adecuada de realizar este tipo de control resonante de forma analógica, pues aunque su salida tiene valores de tensión dentro de los límites de alimentación de los operacionales, internamente el lazo diseñado tendrá unas tensiones muy elevadas, siendo inaceptables para la realización de un circuito de señal.

Para terminar de visualizar el correcto funcionamiento del circuito sin restricciones en la alimentación de los operacionales, se hace una última simulación en la que vemos la estabilización tanto para referencia 5 A<sub>RMS</sub> como para referencia 0 A<sub>RMS</sub>.

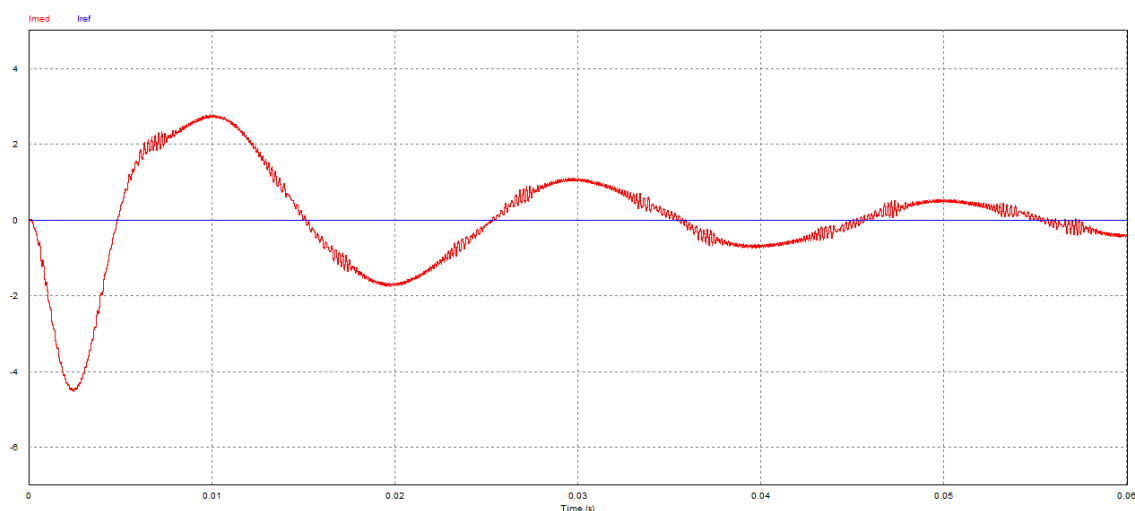
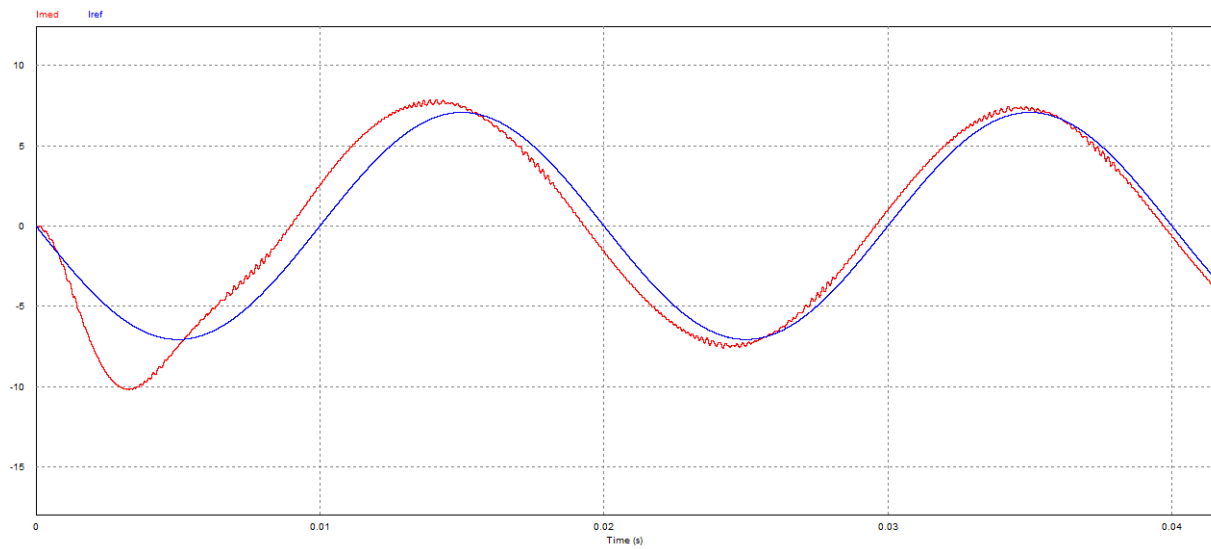


Imagen 3.8.19: Simulación para referencia 0 Arms.

Estamos ante un sistema más lento, pues en este circuito se emplea K<sub>rf</sub> menor que en el circuito resonante uno. Tarda más tiempo en estabilizarse pero termina anulando la



perturbación. De la misma manera, cuando la referencia es de 5 A<sub>RMS</sub> también se anula el error, pero más lentamente como puede verse en la imagen 3.8.17.



*Imagen 3.8.20: Simulación para referencia 5 Arms.*

### 3.9. COMPARATIVA ENTRE CONTROLADORES

Para terminar, es interesante mostrar una comparativa en detalle de todos los controladores para ver cuál es el que mejor resultado nos puede dar. En la explicación de cada uno ha quedado claro que a medida que avanzamos en complicación de controlador, se consigue mejor rechazo a la perturbación y mejor seguimiento de la referencia. Sin embargo, las mejoras obtenidas pueden ser insuficientes frente a la complejidad y aumento de precio frente. Lo comprobamos a continuación.

Para empezar, se muestra una tabla comparativa con los resultados de cada controlador.

Control	MF [°]	Fc [Hz]	Kp	Tn [us]	FTLC referencia			FTLC perturbación		ERROR	
					Gain a 50 Hz	$\theta$ [°] a 50 Hz	BW [KHz]	% a 50 Hz	$\theta$ [°] a 50 Hz	Amplitud	$\theta$ [°]
P	45	900	2.3	45	1.97	-3.28	9.53	24.36	179.3	5.7	9.8
PI (Tn <sub>wci</sub> =6)	30	890	1.57	187	2.0043	1.93	1.16	2.15	-92.8	0.65	-98.6
PIR	30	700	1.6	327	2.0016	0.68	7.5	0.39	-95.4	0.14	-92.2

*Tabla 3.9.1: Comparación de los tres controladores diseñados.*

Como puede verse el control proporcional integral es el que menor error tiene, gracias al gran rechazo a la perturbación que tiene. Dicho esto, a priori es el controlador que se escogería para una mejor respuesta, pero antes cabe destacar la dificultad de diseñar cada uno y el coste que tendrá. A medida que mejoramos el error aumenta la dificultad y el coste.

- DIFICULTAD EN EL DISEÑO
  - El control proporcional es muy sencillo de realizar y el cálculo se realiza en un programa de Matlab sin complicaciones. Es por ello que en las aplicaciones en las que da una respuesta aceptable es una buena elección. En este caso en concreto, no rechaza la perturbación y tiene mucho error, por lo que no es una buena elección. Los componentes que requiere son pocos y fáciles de implementar.
  - El control proporcional integral es algo más difícil de diseñar, ya que la adición de la parte integral dificulta su diseño, además del parámetro  $Tn \cdot w_{ci}$  el cual para este tipo de controladores no tiene un valor estándar que usar, y por lo tanto hay que hacer un barrido para ver qué valor nos da el mejor resultado. Por lo tanto su diseño en comparación con el proporcional es más complicado. La implementación práctica es casi idéntica al control proporcional salvo la adición de un condensador. Como mejora mucho la respuesta, es una buena elección pues rechaza bastante bien la perturbación. Aun así, se puede mejorar.
  - El control proporcional integral resonante es el más complicado de diseñar. La parte resonante se hace independiente de la parte proporcional integral, y requiere el uso de ecuaciones más complicadas, así como la comprobación y ajuste de parámetros para un resultado óptimo. Como este tipo de controlador se hace con frecuencia de corte en lazo abierto menor, también complica el ajuste la parte proporcional integral. Por estas razones, el programa Matlab requerido es el más complejo de todos. Además, al haberlo realizado de manera analógica, los elementos físicos encontrados para su implementación práctica



han variado la parte resonante, no consiguiendo un resultado óptimo. Sin embargo, pese a la dificultad añadida, consigue un rechazo a la perturbación mucho mayor y mejora el error, reduciéndolo a menos de la mitad en comparación con el control proporcional integral.

- CRITERIO ECONÓMICO

Coste P [€]	1.55
Coste PI [€]	2.51
Coste PIR [€]	11.66

*Tabla 3.9.2: Coste de la implementación práctica de cada controlador.*

En el caso de que el coste sea decisivo, se observa como la elección del control PI es la mejor, pues como se ha visto antes el control P genera mucho error, y el aumento de precio en el control PI es pequeño. Si no importa aumentar el precio del convertidor completo y conviene el seguimiento mejor posible, entonces la mejor elección es el control PIR.

Dicho lo anterior, en mi opinión el aumento de precio del control PIR no es excesivo, y dado que mejora bastante el resultado final del convertidor creo que es la mejor opción a elegir.

Una vez visto esto, se añade a continuación una tabla de ventajas y desventajas de cada controlador aplicado a este caso en concreto.

- CONTROL PROPORCIONAL
  - ✓ Muy sencillo de diseñar
  - ✓ Muy fácil de implementar de forma práctica
  - ✓ Precio muy reducido
  - ✗ Poco rechazo de la perturbación
  - ✗ Error muy grande
- CONTROL PROPORCIONAL INTEGRAL
  - ✓ Mucha mejora en el rechazo de la perturbación
  - ✓ Poco error en el seguimiento
  - ✓ Coste no mucho mayor que el control P
  - ✓ Implementación práctica igual de sencilla que el control P
  - ✗ Mayor dificultad en el diseño
  - ✗ Rechazo a la perturbación mejorable
- CONTROL PROPORCIONAL INTEGRAL RESONANTE
  - ✓ Mejora aún mayor en el rechazo a la perturbación
  - ✓ Reducción del error en el seguimiento
  - ✗ Diseño muy complicado de realizar
  - ✗ Precio bastante mayor en comparación con el control PI
  - ✗ Implementación práctica dificultosa, por el hecho de encontrar elementos adecuados para la parte resonante

## 4. TIEMPO MUERTO PARA EL ENCENDIDO

### 4.1. TIEMPO MUERTO ANALÓGICO PRIMERA FORMA

Con el fin de evitar cortocircuitos transitorios debido a que el tiempo de apagado de los semiconductores es mayor que el tiempo de encendido, es fundamental añadir un retardo en el encendido de los semiconductores. Normalmente esta tarea se realiza mediante programación, gracias a los microcontroladores. En este trabajo se opta por la realización analógica, ya que el lazo de corriente se ha realizado de esta manera. Es una manera menos común hoy en día, pero sin embargo resulta interesante implementarla. Buscando información al respecto se ha llegado a un texto en el que se implementaba un tiempo de retraso para un convertidor Buck (Mei, Williams, & Eberle, 2013, pág. 3). Se muestra a continuación, en la imagen 4.1.1, la idea de la cual se ha partido para el diseño de un circuito de retardo analógico.

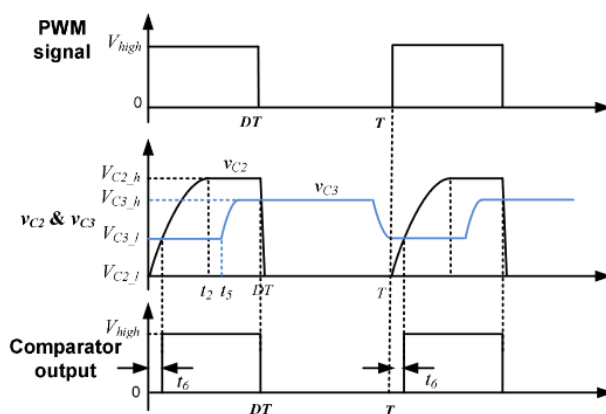


Imagen 4.1.1: Forma de onda para la explicación del tiempo de retardo analógico (Mei, Williams, & Eberle, 2013).

Observando esta imagen, vemos cómo se puede introducir el tiempo de retardo deseado gracias a la forma de onda que se genera al cargar un condensador y utilizando un comparador, para conseguir la misma onda cuadrada que a la entrada pero con retardo en el encendido. Para visualizar esto y ver como lo podemos usar en nuestro circuito, se ha probado a hacer una simulación en PSIM de un circuito RC con una señal cuadrada a la entrada. El circuito es el mostrado en la imagen 4.1.2 y la simulación la mostrada en la imagen 4.1.3.

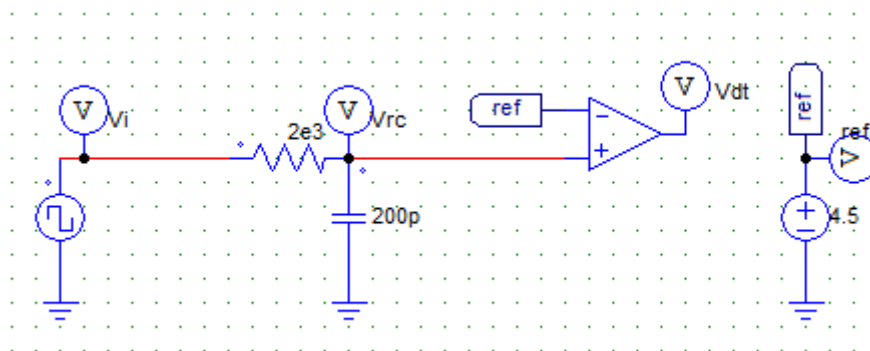


Imagen 4.1.2: Circuito para la obtención del tiempo muerto en el encendido.

La frecuencia de la onda cuadrada es de 100 KHz con ciclo de trabajo del 50% y su amplitud pico son 10V. Por lo tanto tendremos escalones de 10 V a 0 V a una frecuencia de 100 KHz. Así, la curva de carga del condensador hará que se alcance el valor mayor que la referencia más tarde que cuando la onda cuadrada inicial lo hace.

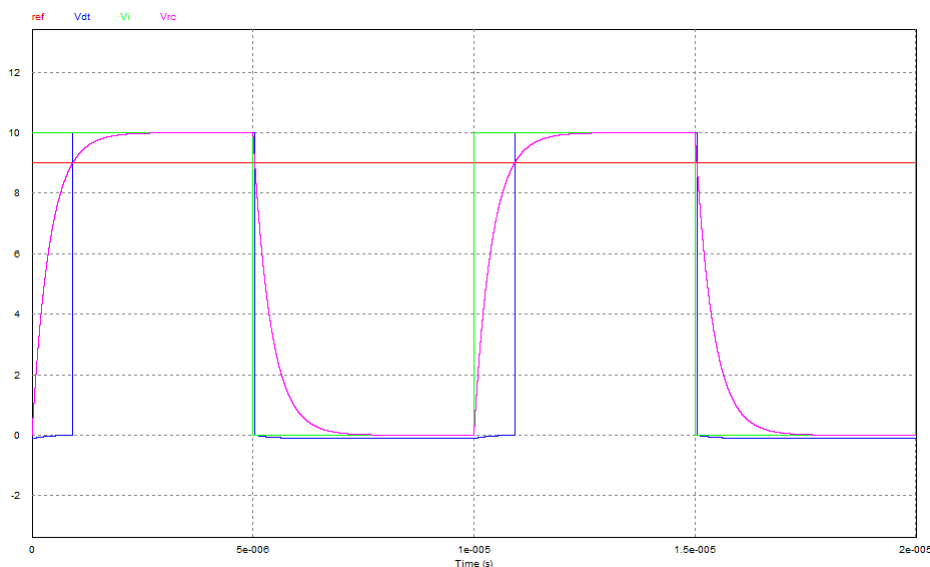


Imagen 4.1.3: Simulación tiempo muerto. *Entrada, carga RC, referencia y salida.*

En este caso la curva de carga y descarga son idénticas, pues ambas se hacen mediante el circuito RC mostrado. En el sistema real, las ondas cuadradas de disparo de los semiconductores provienen de la salida de comparadores (comparan senoide con triangular), y por lo tanto se decide que no puede entrar corriente en estos. Por lo tanto, añadimos un diodo a la salida de la señal cuadrada que imposibilita la entrada de corriente. Ahora, para la descarga debemos buscar otro camino. Se decide colocar una resistencia más, en paralelo con el condensador. Se observa que la adición de esta resistencia hace que la salida tenga un valor menor, o sea que la ganancia de la función de transferencia del circuito mostrado en la imagen 4.1.4 es menor que uno. Para que la carga y descarga sean idénticas, se impone que ambas resistencias tienen el mismo valor, y por lo tanto crean un divisor resistivo que reduce el voltaje de entrada a la mitad. Aunque esto puede parecer un problema, basta con tenerlo en cuenta a la hora de implementar el circuito real. Dicho esto, simulamos de nuevo el circuito con las modificaciones propuestas.

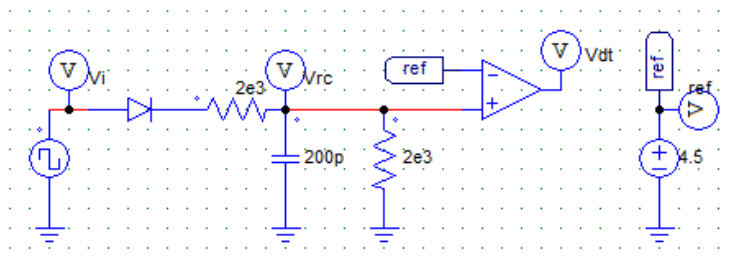


Imagen 4.1.4: Circuito RC para el tiempo muerto modificado.

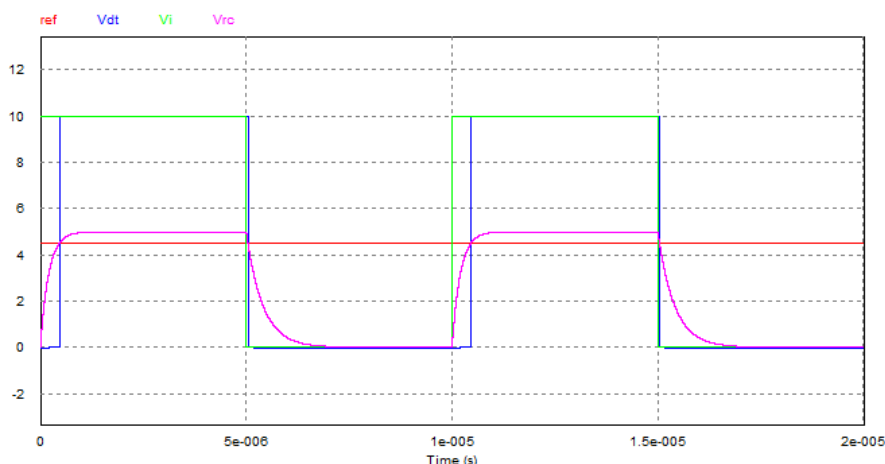


Imagen 4.1.5: Simulación circuito RC modificado. Entrada, carga RC y salida.

Como era de esperar, la ganancia se ha reducido a la mitad, pero si ajustamos el valor de la referencia podemos obtener el mismo resultado. Cabe destacar, que para el tiempo de apagado también existe cierto retraso, pero que sin embargo debido a las características de la curva de descarga es mucho menor, siendo incluso despreciable, siempre y cuando el valor de la referencia esté cercano al máximo.

Ya tenemos el circuito a implementar para realizar el retardo, queda ahora diseñar los valores de sus componentes.

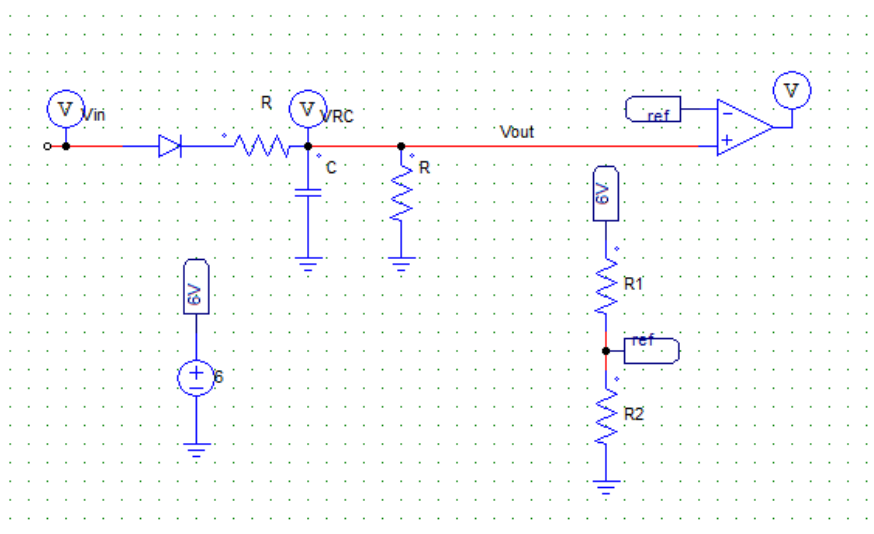


Imagen 4.1.6: Circuito a implementar para el tiempo de retardo.

Empezamos por obtener su función de transferencia en el dominio de Laplace, para después calcular su transformada inversa y ver su comportamiento temporal, a fin de dar los valores correctos a los elementos. Cálculos detallados en el apéndice B-4. Así pues, la función de transferencia  $V_{out}/V_{in}$  queda:

$$\frac{V_{out}(s)}{V_{in}(s)} = \frac{1}{R \cdot C} * \frac{1}{s + \frac{2}{R \cdot C}} \quad \text{Ecuación 4.1.1}$$

Aplicando el teorema del valor final hallamos la ganancia de esta función de transferencia, que es 0.5. Los cálculos en el apéndice B-4. Conociendo la tensión  $V_{in}$ , que será la



proveniente de comparar una señal triangular con una senoide de referencia (señal de control) y por lo tanto tendrá una forma cuadrada, podemos conocer la ecuación de carga y descarga del circuito propuesto, dejando  $V_{in}$  como un escalón de amplitud  $A$ . Haciendo la transformada de Laplace del escalón de amplitud  $A$  queda:

$$V_{in}(s) = \frac{A}{s} \quad \text{Ecuación 4.1.2}$$

Por lo tanto la salida  $V_{out}$  nos queda de la siguiente manera:

$$V_{out}(s) = \frac{A}{s} * \frac{1}{R * C} * \frac{1}{s + \frac{2}{R * C}} \quad \text{Ecuación 4.1.3}$$

Para hallar su transformada inversa y por lo tanto su ecuación temporal, primero desarrollamos en fracciones simples la ecuación 4.1.3. Nuevamente los cálculos en el apéndice B-4.

$$V_{out}(s) = \frac{A/2}{s} - \frac{A/2}{s + \frac{2}{R * C}} \quad \text{Ecuación 4.1.4}$$

Con la salida desarrollada en fracciones simples, utilizando una tabla de transformada inversa de Laplace es sencillo hallar su solución temporal, mostrada en la ecuación 4.1.5.

$$V_{out}(t) = \frac{A}{2} - \frac{A}{2} e^{-\frac{2}{R * C} * t} \quad \text{Ecuación 4.1.5}$$

Cuando  $t$  tiende a infinito, la salida es la mitad de la amplitud de la entrada, y por lo tanto coincide con lo esperado según el teorema del valor final aplicado a la ecuación 4.1.1. La curva de descarga es idéntica pero inversa a la ecuación 4.1.5 y por lo tanto hay que multiplicarla por menos uno. Además, tenemos en cuenta que su valor inicial es  $A/2$  y el valor final cero. Por lo tanto queda:

$$V_{out}(t) = \frac{A}{2} e^{-\frac{2}{R * C} * t} \quad \text{Ecuación 4.1.6}$$

Observando la imagen 4.1.5 se ha llegado a la conclusión de que es interesante poner una referencia lo más cercana al valor final, pues así conseguimos que el tiempo de retardo en el encendido sea el deseado y que a su vez afecte muy poco en el tiempo de retardo del apagado. Una buena elección es, por ejemplo, si queremos que la curva de carga del condensador alcance el 90% del valor final cuando hayan pasado los 400 ns deseados para el retardo. Por lo tanto debemos resolver la siguiente ecuación:

$$V_{out}(400 \text{ ns}) = 0.9 * \frac{A}{2} = \frac{A}{2} - \frac{A}{2} * e^{-\frac{2}{R * C} * 400n} \quad \text{Ecuación 4.1.7}$$

El término  $A/2$  desaparece por estar multiplicando en ambas partes de la igualdad. Despejando  $R * C$  obtenemos:

$$R * C = -2 * \frac{400n}{\ln(0.1)} \quad \text{Ecuación 4.1.8}$$

En esta ecuación se usan 400 ns como retardo, pero cambiando este valor podemos obtener el retardo deseado. Para dar solución a la anterior ecuación, debemos escoger el valor de  $R$  o  $C$ . A fin de limitar la corriente, se escoge  $R$  y se calcula  $C$ .  $R = 1.8 \text{ K}\Omega$  es un valor adecuado



para limitar la corriente. Por lo tanto nos queda  $C = 200 \text{ pF}$ . Pero en valor normalizado se ha conseguido  $C = 220 \text{ pF}$ , el cual no dará mayor tiempo muerto.

Finalmente, tenemos que imponer una referencia del 90% del valor final para el comparador. Esto se realiza mediante un divisor resistivo como el que se ve en la imagen 4.1.6. La ecuación del divisor resistivo a diseñar es:

$$0.9 * \frac{A}{2} = \frac{R2}{R1+R2} * A \quad \text{Ecuación 4.1.9}$$

Imponiendo  $R1 = 100 \text{ K}\Omega$ , para reducir la corriente que circula, despejamos  $R2 = 81.82 \text{ K}\Omega$ . Aproximamos  $R2 = 90 \text{ K}\Omega$ . El tiempo de retardo será algo mayor. Por lo tanto han quedado diseñados los valores de los elementos empleados en el circuito y son lo que se muestra a continuación en la tabla 4.1.1.

R [KΩ]	C [pF]	R1 [KΩ]	R2 [KΩ]
1.8	220	100	90

Tabla 4.1.1: Valores para los elementos del circuito para el tiempo muerto.

Con estos parámetros, realizamos una simulación en PSIM. La tensión de entrada es una señal cuadrada de 6 V de amplitud, frecuencia 100 KHz y ciclo de trabajo del 50%.

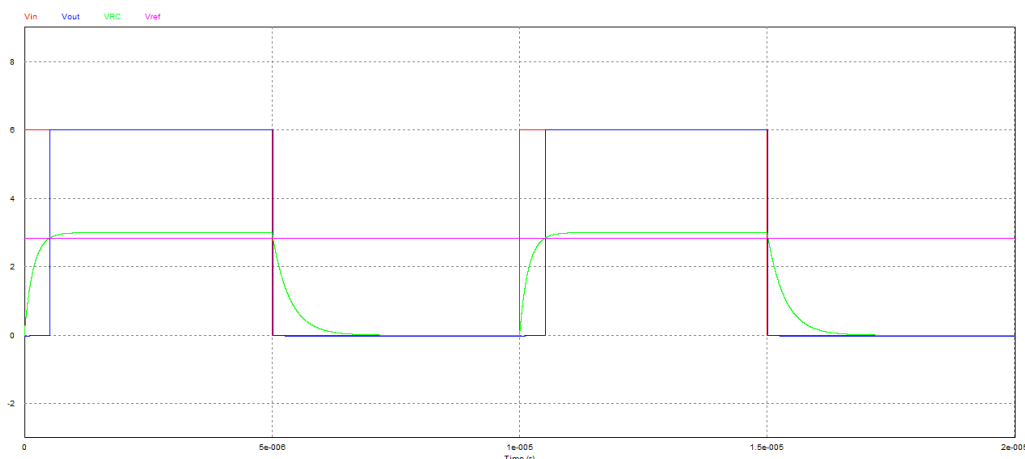


Imagen 4.1.7: Simulación circuito para tiempo de retardo encendido.  $V_{in}$ ,  $V_{rc}$ ,  $V_{ref}$  y  $V_{out}$ .

Para verlo con mayor claridad, se ha hecho un zoom en la parte de encendido (flanco ascendente) y apagado (flanco descendente).

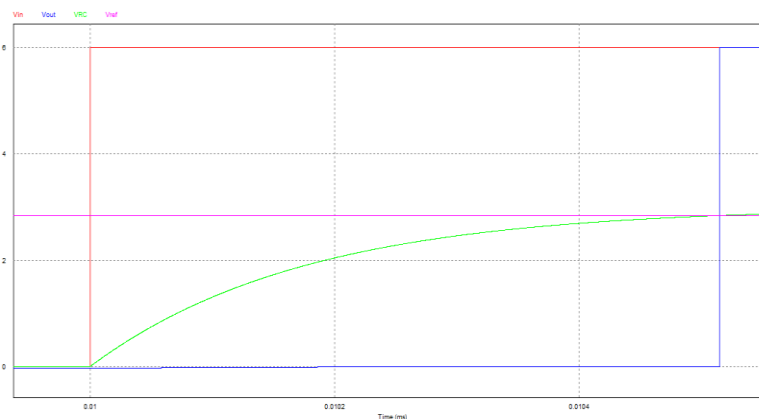


Imagen 4.1.8: Zoom para el tiempo de encendido. *Vin*, *Vrc*, *ref* y *Vout*.

Realizando una medición para el tiempo de retraso que estamos generando con el circuito propuesto, se ha llegado un retardo de 583 ns. Algo más elevado de lo esperado, debido al aumento del valor de la resistencia R2 del divisor de tensión para generar la referencia y el condensador normalizado 20 pF mayor de lo calculado. La resistencia R2 se ha dejado en 90 K $\Omega$ , y así conseguimos menor retardo en el apagado como se verá a continuación.

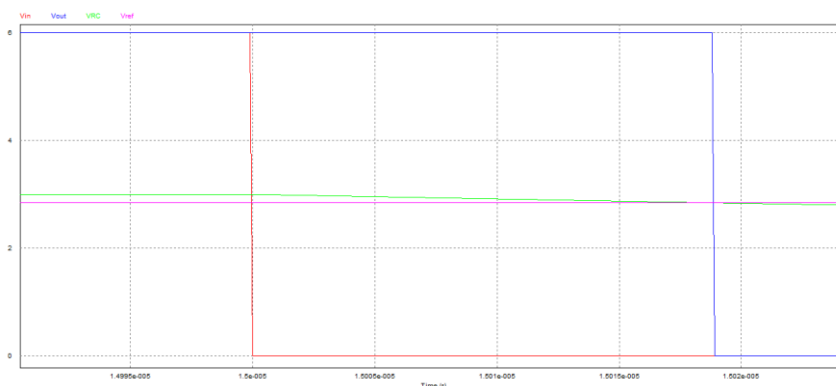


Imagen 4.1.9: Zoom para el tiempo de apagado. *Vin*, *Vrc*, *ref* y *Vout*.

En esta simulación para el tiempo de apagado se ha visto que el retardo introducido de forma no deseada es de 22 ns. En comparación con los 583 ns de retardo introducidos son despreciables, y además haciendo la resta obtenemos un tiempo de diferencia entre el encendido y el apagado de 561 ns. Valor suficiente para evitar los cortocircuitos entre semiconductores.

## 4.2. TIEMPO MUERTO ANALÓGICO PARA EL ENCENDIDO SEGUNDA FORMA

Se ha encontrado una segunda forma de realizar esta tarea (Herber Ramírez, 2006), de modo que se pasa a estudiarla para comparar ambas y ver cuál es la que mejor resultado nos puede dar.

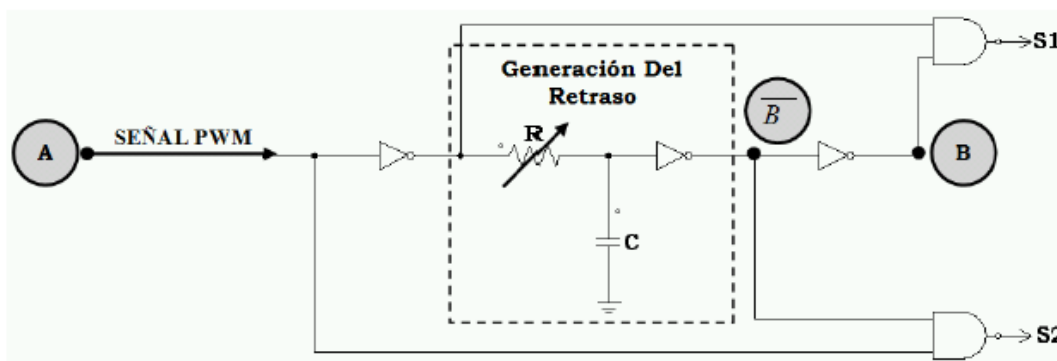


Imagen 4.2.1: Circuito para generar tiempos muertos (Herber Ramírez, 2006).

Para este circuito introducimos una única señal PWM y nos da dos salidas, con sus tiempos muertos correspondientes y complementarias entre sí. Nuevamente, se ha montado este circuito en una placa para prototipo, como se muestra en la siguiente imagen.

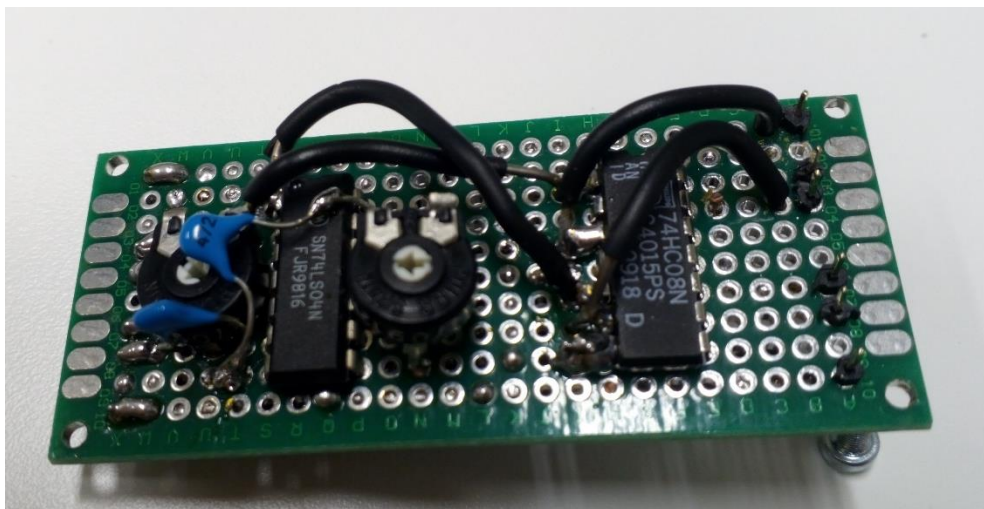


Imagen 4.2.2: Prototipo Tiempo muerto analógico segunda forma.

Se introduce a este circuito una señal cuadrada de 5 Voltios, a 20 KHz y ciclo de trabajo de 0.5 para ver el tiempo de retardo que genera. Este circuito prototipo se ha diseñado para que vaya conectado a la salida del comparador unipolar, pero a fin de ver con claridad el tiempo muerto, se alimenta independientemente. En la siguiente imagen vemos la captura tomada con el osciloscopio.

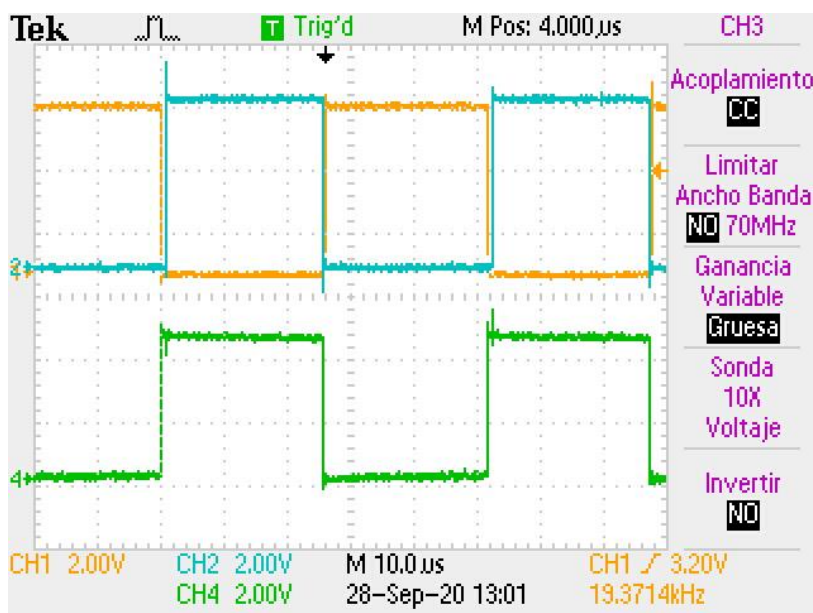


Imagen 4.2.3: Captura tiempo muerto segunda forma. Entrada A, S2 y S1.

Vemos como invierte correctamente la señal de entrada, y se puede ver un pequeño desfase entre el apagado y encendido. Para verlo con mayor claridad se ha realizado un zoom en esta zona y medida mediante los cursores del osciloscopio cual es el tiempo muerto entre el encendido y el apagado.

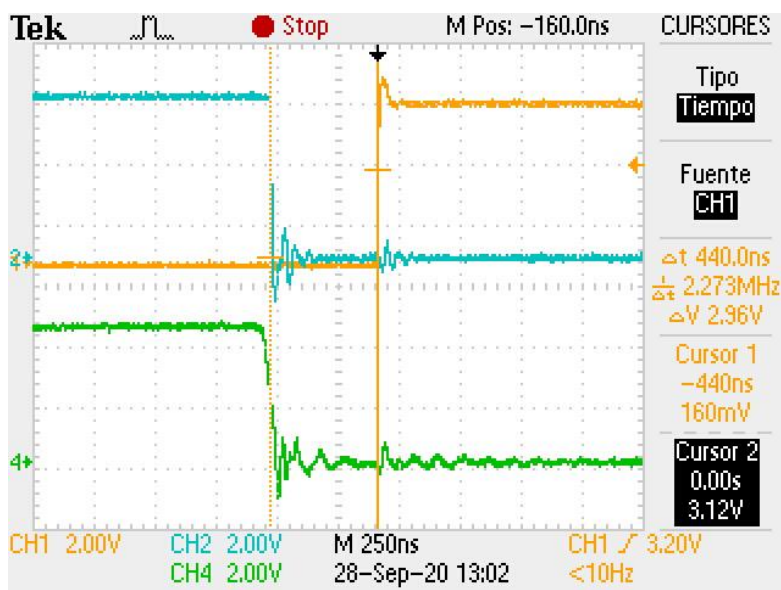


Imagen 4.2.4: Zoom para comprobar el tiempo muerto.

La diferencia entre los dos cursores es de 440 ns. Este tiempo se ha ajustado gracias al potenciómetro. Así, queda demostrado el correcto funcionamiento del circuito.

Ambos circuitos propuestos realizan la misma función. Sin embargo, en la primera forma se requieren 4 circuitos distintos mientras que en ésta solo 2. Esto hará que el precio de esta segunda forma sea menor. Además, es de interés que se haga la generación del tiempo muerto en un solo circuito para cada rama del puente en H, pues así si falla el circuito fallará toda la rama. También requiere menos espacio y es más sencillo de montar este segundo circuito. Por las razones dadas, se escoge esta segunda forma para utilizar en el sistema real.

## 5. DETECCIÓN DE SOBRECORRIENTE

En este apartado, se va a explicar cómo aprovechando el circuito de los tiempos muertos, el cual incluye puertas AND, se añade una condición de disparo, la cual exige que no haya corriente por encima de cierto valor

### 5.1. CIRCUITO ANALÓGICO DE DETECCIÓN DE SOBRECORRIENTE

Tras realizar la medida y acondicionamiento de la corriente en la bobina uno, sabemos que esta solo puede tomar valores entre  $\pm 15$  V. El panel fotovoltaico es de 200 W, y la conexión a red se hace por medio de un transformador con relación de transformación 15/230. Por lo tanto, la máxima corriente que puede dar el módulo será  $200/15=13.33$  A en valor RMS. El pico de corriente se dará a raíz de dos veces este valor de máxima corriente, pero además el sensor divide por dos este valor. Por lo tanto, el pico de corriente máxima que puede dar el módulo, medida por el sensor será 9.43 V, que corresponden con los 13.33 A RMS. Todo valor que supere los 9.43 V de medida de corriente será entonces una sobrecorriente.

Para detectar y evitar la conmutación de los semiconductores si existe corriente por encima de este valor, se han utilizado dos comparadores. Son necesarios dos, pues al estar en corriente alterna, la sobrecorriente puede ser tanto positiva como negativa. Así pues, comparamos la corriente medida con un valor de referencia positivo, que en caso de haber corriente por encima de esta valor se detecta error, y comparamos la corriente medida con un valor de referencia negativo, que por debajo de este se detecta error. El valor lógico del error está entre 0 y 1. Siendo 1 el estado en el que no hay error, y 0 el estado en el que hay error. Esto se realiza así, ya que de esta manera si perdemos alimentación, también habrá error, asegurando la integridad de todo el conjunto.

Las referencias positiva y negativa se generan por medio de divisores resistivos y utilizando los  $\pm 15$  V de alimentación que tenemos. Estas referencias se comparan con la corriente medida, y por último se añade una puerta AND la cual da un valor alto si ninguno ha detectado error, y un valor bajo si alguno ha detectado error. El circuito utilizado se muestra a continuación

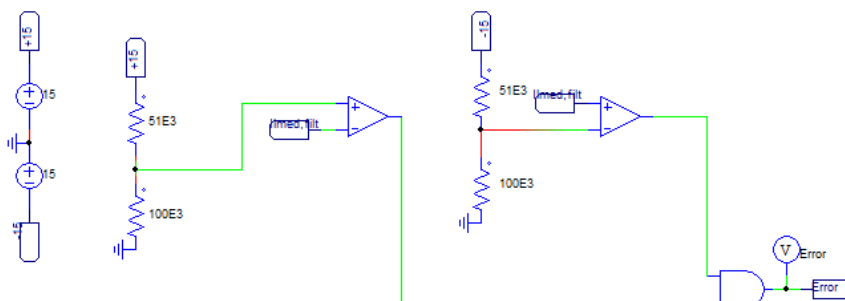
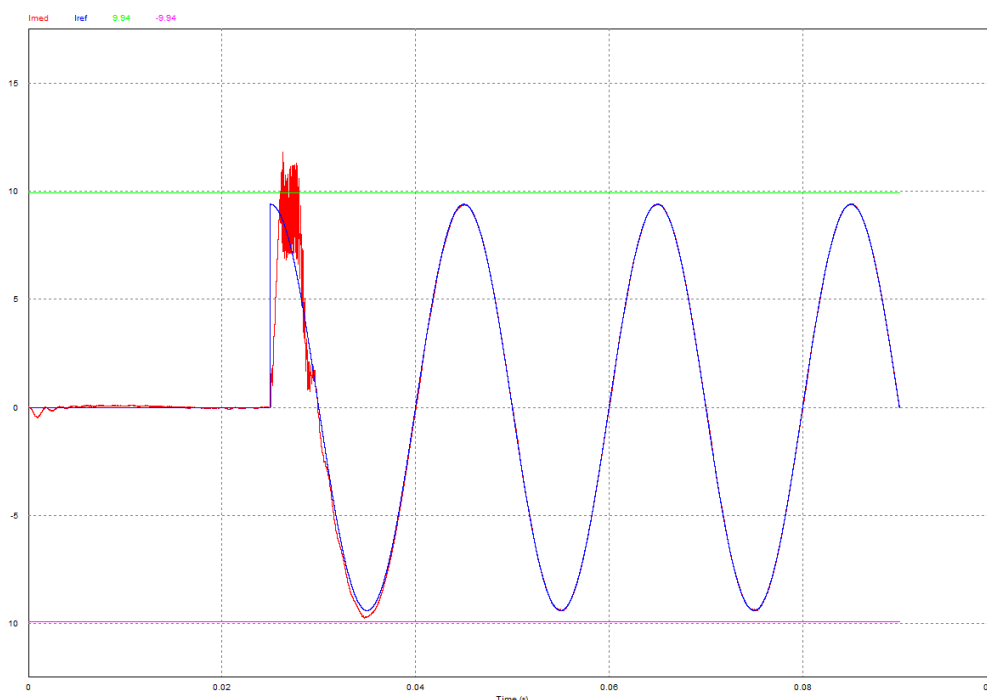


Imagen 5.1.1: Circuito de detección de sobrecorriente.

Es conveniente tener el error como un resultado de lógica digital, pues de esta manera, si en el circuito de los tiempos muertos empleamos puertas AND de tres entradas (circuito mostrado en imagen 4.2.1), podemos añadir el error en esta tercera entrada, y así hacer solo las conmutaciones de los semiconductores si no hay error (cuando tiene un 1 lógico).

Con los valores de resistencias mostrados, el umbral a partir del cual hay error es por encima de  $\pm 9.94$  V. Este valor corresponde con detección de sobrecorriente en la bobina uno por encima de  $\pm 14$  A RMS. Le damos una pequeña holgura para evitar detectar sobrecorrientes cuando el panel está funcionando a máxima potencia. Además, en los transitorios se superará esta corriente, por lo que al estar limitada, ahora serán distintos; de menor amplitud y mayor duración.

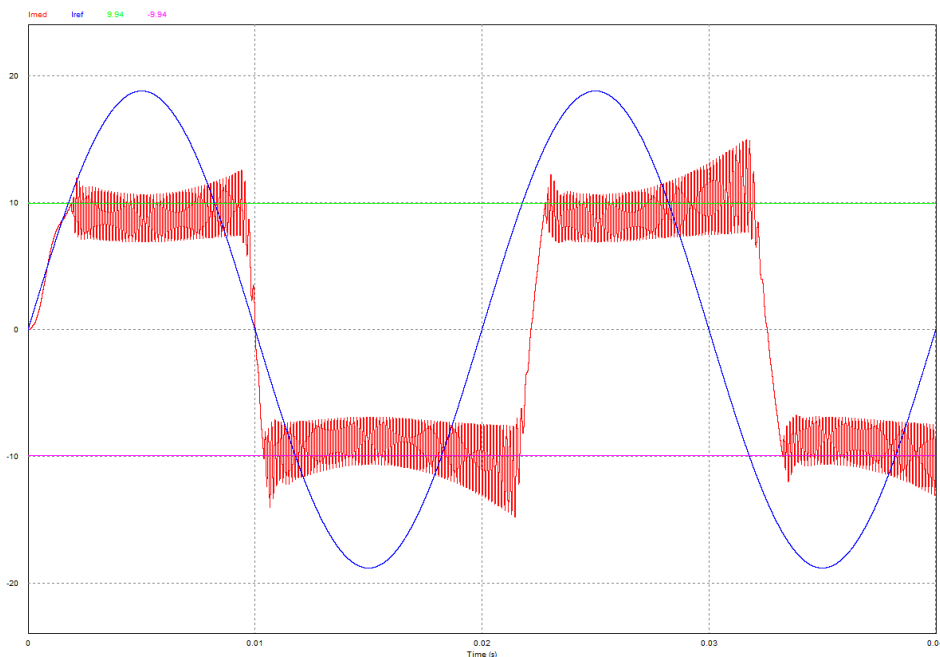
Para comprobar esto, se realiza una simulación del transitorio de referencia cero a máxima y vemos como se comporta ahora. Para esta simulación se he empleado el control PIR.



*Imagen 5.1.2: Transitorio con detección de sobrecorriente.*

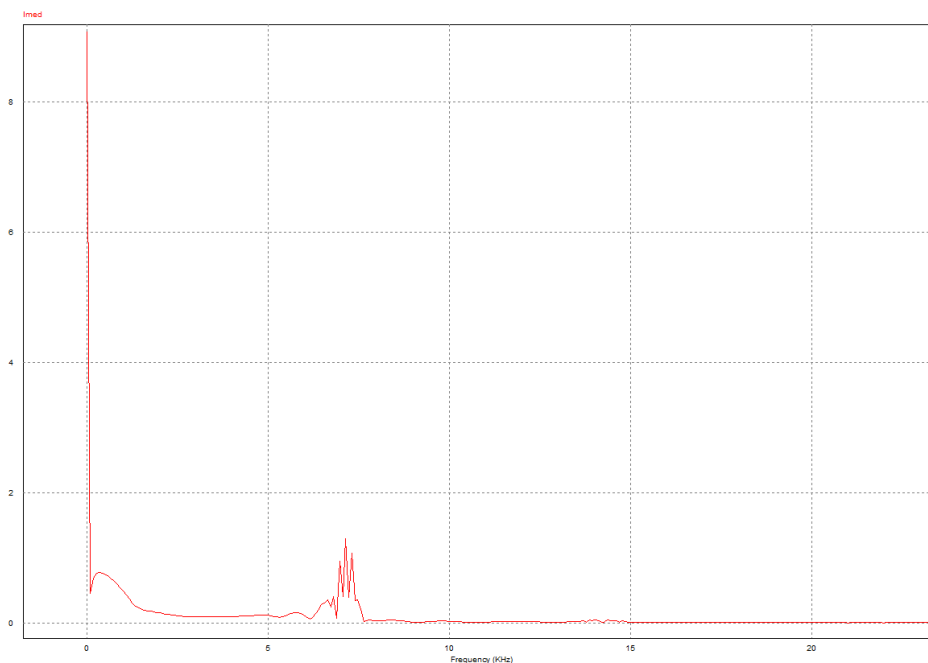
En la imagen se puede ver como al superar en el transitorio el valor de referencia de corriente (mostrado en verde), el circuito diseñado evita la conmutación y la corriente disminuye. Existen fluctuaciones a alta frecuencia, debido a que en el momento que hay error, la corriente disminuye hasta que nuevamente está dentro de los valores admisibles. Es cuando ya no hay error y vuelven a conmutar los semiconductores, y en este momento vuelve a haber sobrecorriente debido al transitorio. Esto hará que la corriente tenga componente de alta frecuencia en los transitorios.

Por último, para comprobar el funcionamiento ante un estado de sobrecorriente constante, se realiza una nueva simulación en la que la corriente de referencia es mayor que la máxima que puede dar en panel. Es esta situación, la detección de sobrecorriente implementada debería evitar el seguimiento de esta referencia en los momentos en los que es mayor que la admisible.



*Imagen 5.1.3: Comportamiento ante sobrecorriente permanente.*

Vemos como ante una referencia mayor, la corriente medida realiza conmutaciones a alta frecuencia y evita así el seguimiento de esta. Haciendo zoom en una de estas zonas y obteniendo su FFT, podemos conocer el valor medio y la frecuencia de conmutación.



*Imagen 5.1.4: FFT de la zona de sobrecorriente.*

El valor medio es de 9.082 V y la frecuencia de conmutación de 7 KHz. Esta simulación se ha hecho con componentes ideales, y es posible que en el montaje real sea diferente, ya que los tiempos de respuesta del comparador, así como de las conmutaciones de los semiconductores podrán ser distintas. En la simulación mostrada si se ha añadido el circuito de los tiempos muertos, por lo que estás conmutaciones no podrán ser mayores que 400 ns.





## 6. DISEÑO PCB

En este apartado se va a explicar primero los criterios generales utilizados a la hora de diseñar los distintos PCBs y después se realizará una explicación más detallada de las distintas partes que componen cada PCB.

### 6.1. CRITERIOS GENERALES DE DISEÑO

Las PCBs diseñadas tienen dos capas, TOP y BOTTOM.

Como normas generales para el diseño PCB se han seguido las siguientes:

1. Las pistas de alimentación se han hecho más gruesas que las de señal, ya que al ser portadoras de más corriente conviene hacerlas así para evitar que se quemen.
2. Las pistas de señal con señales comprometidas y susceptibles de ruido, como son la triangular, salida del comparador y tiempos muertos, corriente medida, tensión de control... se han realizado lo más alejadas posible unas de otras para evitar el ruido y además lo más cortas posibles, evitando siempre la realización de bucles sobre la PCB, ya que los bucles se comportan como espiras y no rechazan bien las perturbaciones.
3. Todos los componentes posibles se han escogido de montaje superficial, ya que es una tecnología que permite; reducir el tamaño de la PCB, aprovechar ambas caras y así reducir distancias que deben recorrer pistas de señal comprometidas y al estar los componentes al ras, disminuye la introducción y generación de ruido con el entorno. Hay algunos elementos que no son de montaje superficial, pues se han escogido así, a fin de facilitar su soldado y des soldado, para ajustar los distintos parámetros de los controladores (P, PI y PIR).
4. Se han añadido planos de masa y alimentación. La masa siempre se ha puesto en la capa TOP, que es en la que están soldados la mayoría de los componentes. En la capa BOTTOM se han añadido planos de 15V y 6V, dependiendo de la tensión a la que van alimentados los integrados de esa zona. Si existen zonas en las que hay integrados distintos que se alimentan a ambas tensiones, se escoge como plano de alimentación el que mayor número de componentes pueda alimentar.
5. Se he realizado una PCB principal, la cual genera la onda triangular, realiza la comparación unipolar, añade los tiempos muertos y además, cierra el lazo de control. Para esto último, acondiciona la corriente medida, realiza la resta con la referencia, y el error lo deja como salida, para después conectar el controlador que nos interese. Por último, trae la tensión de control desde la PCB del controlador, para compararla con la triangular. Las salidas que deben ir al driver se realizan mediante conectores RJ45 y la corriente medida viene también mediante un conector RJ45.

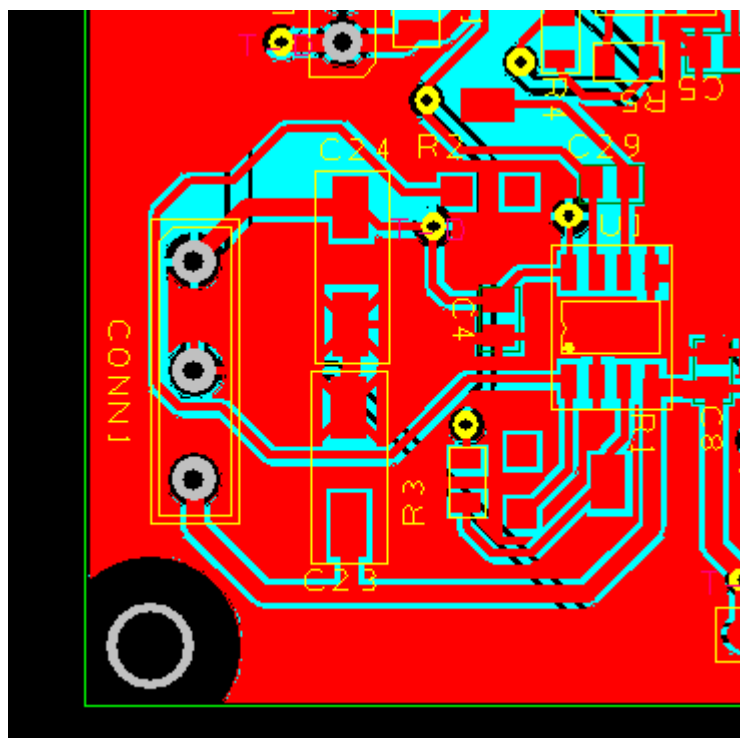


## 6.2. PCB PRINCIPAL

En el apéndice C se incluyen las capturas de todos los diseños PCB realizados. En concreto es el apéndice C-1 el que tiene todo lo relativo a la PCB principal:

- Esquemático
- Lista de componentes
- Layout PCB

En este apartado se va a explicar en detalle dónde está cada circuito, para entender el diseño realizado. El circuito de generación de la onda triangular se ha colocado alado de la alimentación. Sin ningún motivo en particular, pues este circuito no requiere una localización específica. Simplemente debe estar alado del comparador unipolar, para que el recorrido de la señal triangular sea lo menor posible. La alimentación está en la esquina inferior izquierda de la PCB. Todo el circuito de la señal triangular está en la capa TOP (en rojo), junto con el plano de masa, y en la capa BOTTOM (en azul) simplemente está el plano de alimentación a 15 V y las pistas necesarias.



*Imagen 6.2.1: Generación triangular en la PCB principal.*

Tras la alimentación se han colocado condensadores electrolíticos de 100  $\mu\text{F}$ , para estabilizar la tensión en los transitorios. Para la generación de la señal triangular solo empleamos dos operacionales, incluidos en un único circuito integrado llamado U1. Este circuito integrado tiene condensadores de 100 nF entre alimentación y tierra, lo más cercanos posibles a la alimentación para estabilizar esta y evitar problemas. Además hay resistencias, potenciómetros y condensadores para realizar el circuito comparador e integrador necesario para la generación de la señal triangular.

Encima del circuito explicado, se encuentra el comparador unipolar, seguido del circuito generador de los tiempos muertos. Interesa que este último esté cerca de los conectores RJ45. Además, en esta zona, y cerca de la alimentación, está el regulador de tensión lineal que convierte los 15 V de entrada en 6 V para alimentar diferentes circuitos integrados. Este regulador tiene condensadores cerámicos para estabilizar tanto la tensión a su entrada como a su salida.

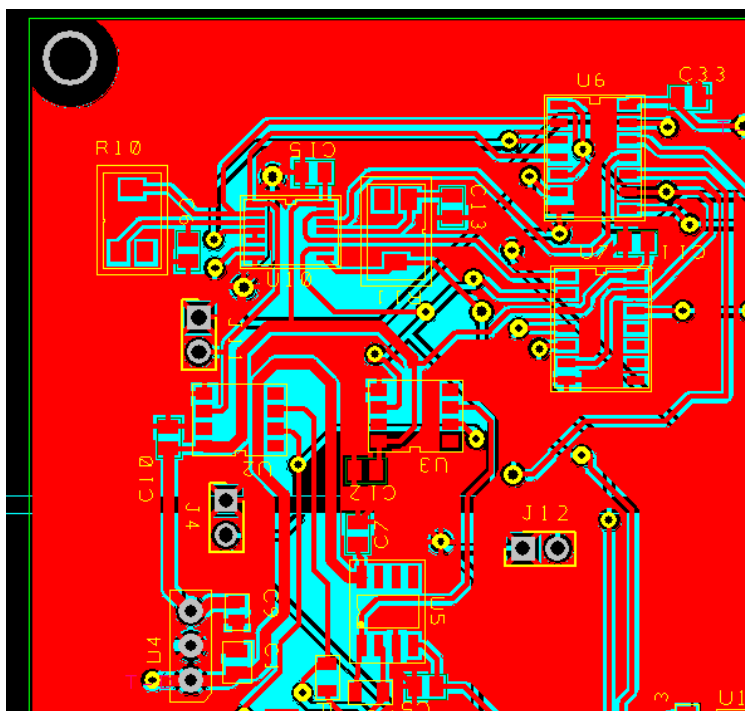


Imagen 6.2.2: Comparador unipolar y generación de tiempos muertos en la PCB principal, capa TOP.

Por debajo de esta imagen es donde viene la señal triangular, la cual se compara en el integrado U2 y U3 con la señal de control y señal de control negada. Por lo tanto, U5 invierte la señal de control, que vendrá de una PCB externa. Todos los componentes están en la capa TOP (en rojo) junto con el plano de masa, mientras que en la capa BOTTOM (en azul) tiene el plano de 15 V para la zona con el integrado U5, y el plano de 6V para el resto de integrados por encima de este, además de las vías necesarias para la interconexión de los integrados. El integrado U10 es que tiene 6 puertas NOT, y por último el U6 y U7 son las puertas AND de tres entradas. Una de las entradas es el error o detección de sobrecorriente, que es una pista que trae un valor lógico 1 (5V) o 0 (0V) según si se ha detectado o no sobrecorriente. Esta parte ya se ha explicado en el apartado correspondiente a este circuito. Así evitamos la conmutación de los semiconductores si estamos ante una sobrecorriente. Los conectores J4, J11 y J12 no van soldados y están puestos para realizar medidas (TestPoint). A continuación se añade una visualización de la capa BOTTOM de la misma zona que en la imagen 6.2.2.

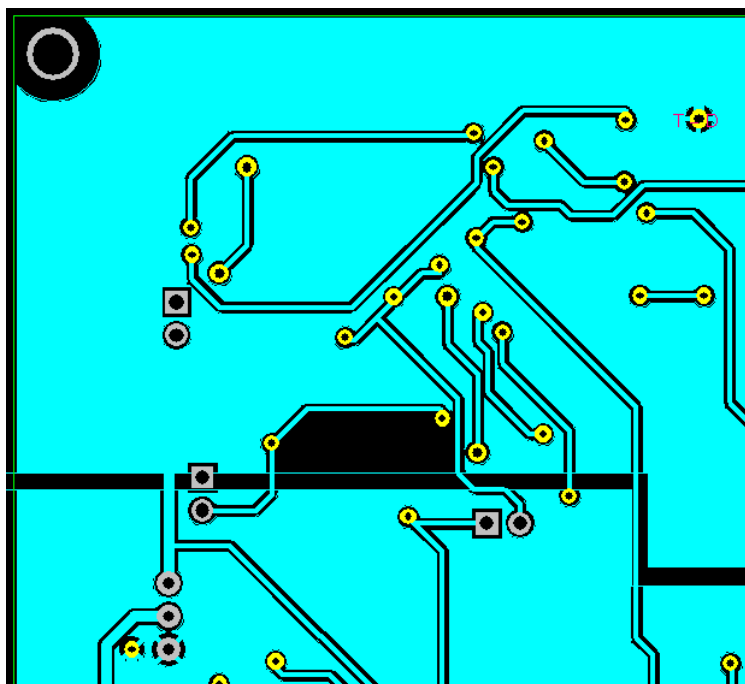


Imagen 6.2.3: Comparador unipolar y generación de tiempos muertos en la PCB principal, capa BOTTOM.

Aquí se puede ver la división de los planos de 15 V y 6 V así como las pistas que van por esta capa. La siguiente zona principal está en la esquina inferior derecha, y es en esta zona en la que se realizan las siguientes funciones: Trae la corriente medida mediante un conector RJ45, acondiciona esta medida para poder utilizarla, se hace la resta contra referencia, la cual viene desde un conector macho smd para PCB (en un principio esta referencia vendrá de un generador de funciones, hasta que se añada el lazo de tensión).

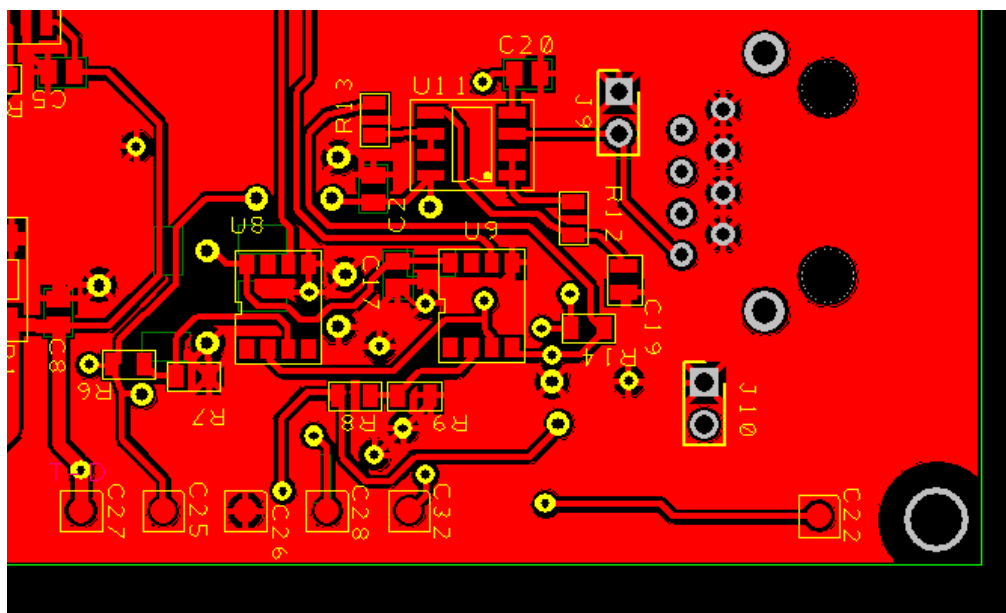
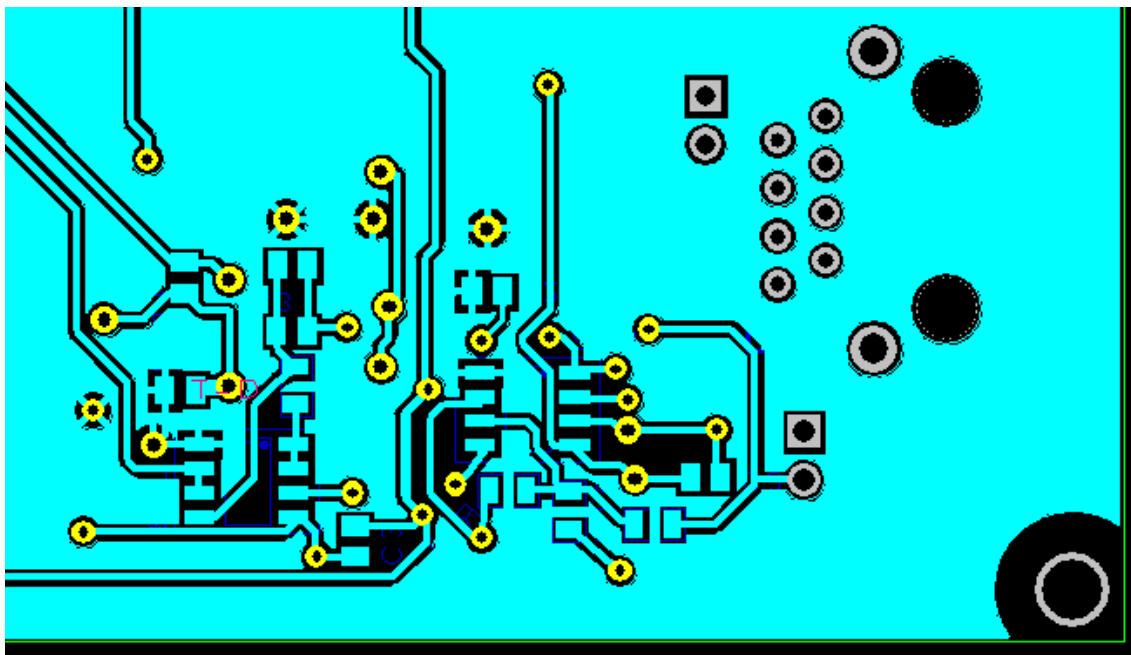


Imagen 6.2.4: Acondicionamiento Imed, restador, filtrado digital y detección de sobrecorriente capa TOP.

En la capa TOP está nuevamente el plano de masa, y la mayoría de los integrados que realizan las funciones descritas. El error generado al hacer la resta se tiene como salida mediante

un conector, llamado C32. Además, la señal de control viene como entrada en el conector C28, la cual se filtra para añadir el comportamiento digital al lazo. J10 y J9 son testpoint para medir corriente\_medida\_filtrada\_ajustada y corriente medida respectivamente. Ahora queda mostrar la capa BOTTOM de esta zona.



*Imagen 6.2.5: : Acondicionamiento Imed, restador, filtrado digital y detección de sobrecorriente capa BOTTOM.*

Esta capa contiene el plano de alimentación, el cual es todo a 15 V. Aunque hay integrados que van alimentados a 6V, se ha decidido hacer el plano completo a 15 V pues la mayoría de estos van alimentados a esta tensión. El hecho de hacer planos de alimentación y masa en distintas capas, hace que se comporten como un condensador, estabilizando la tensión frente a transitorios.

### 6.3. PCB CONTROL PROPORCIONAL

Esta PCB es muy pequeña y sencilla. En una sola captura se puede explicar todo su contenido.

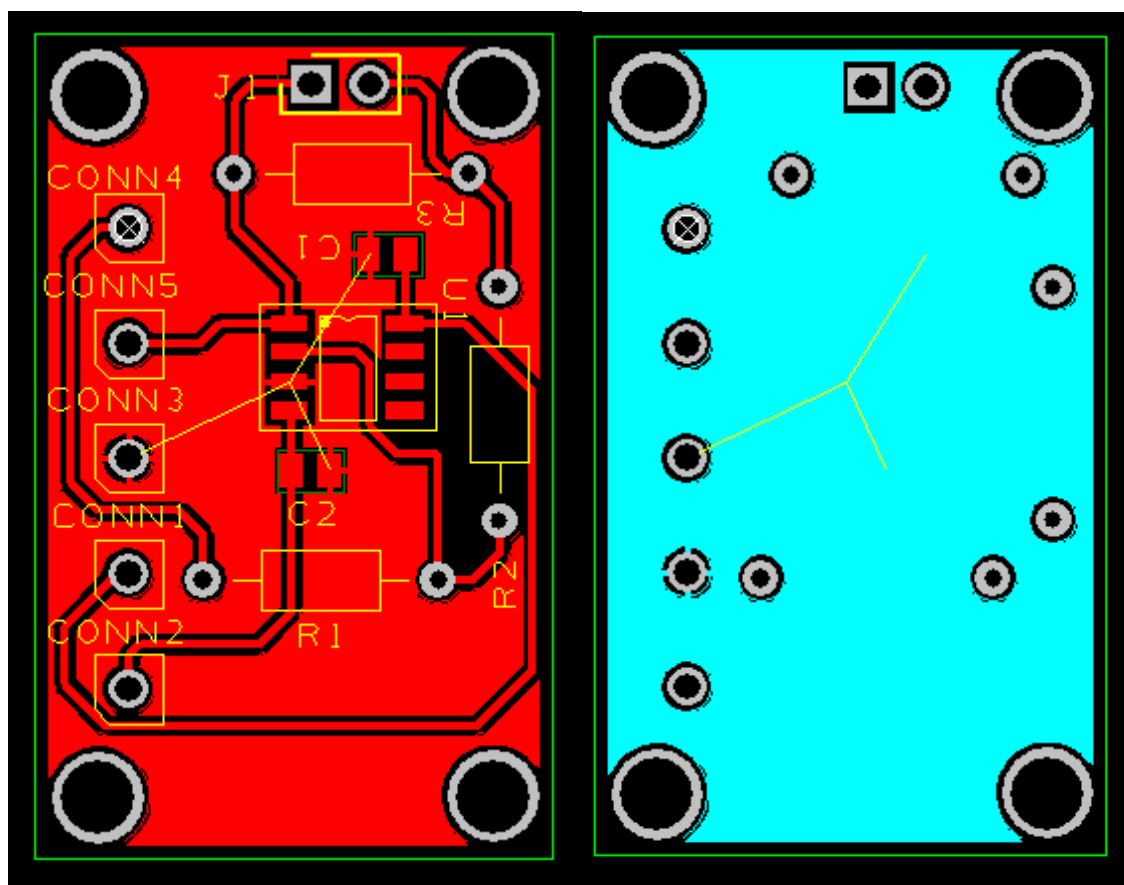


Imagen 6.3.1: Control Proporcional capa **TOP** y **BOTTOM**.

Los conectores son para alimentación  $\pm 15$  V, tierra, -error y la salida de la tensión de control. El control proporcional se hace con un único operacional inversor con ganancia, así convierte la señal de -error en tensión de control positiva. Para ajustar la constante proporcional hay tres resistencias through hole, pero una de ellas se puede prescindir, gracias al conector J1, que si lo puenteamos evitará la resistencia R3. Así se permite un ajuste más fino con valores estándar de resistencias.

## 6.4. PCB CONTROL PROPORCIONAL INTEGRAL

Esta PCB no dista mucho en número de componentes de la PCB para el control proporcional, y por lo tanto es parecida en tamaño y sencillez. Por lo tanto se explica a continuación mediante una sola captura.

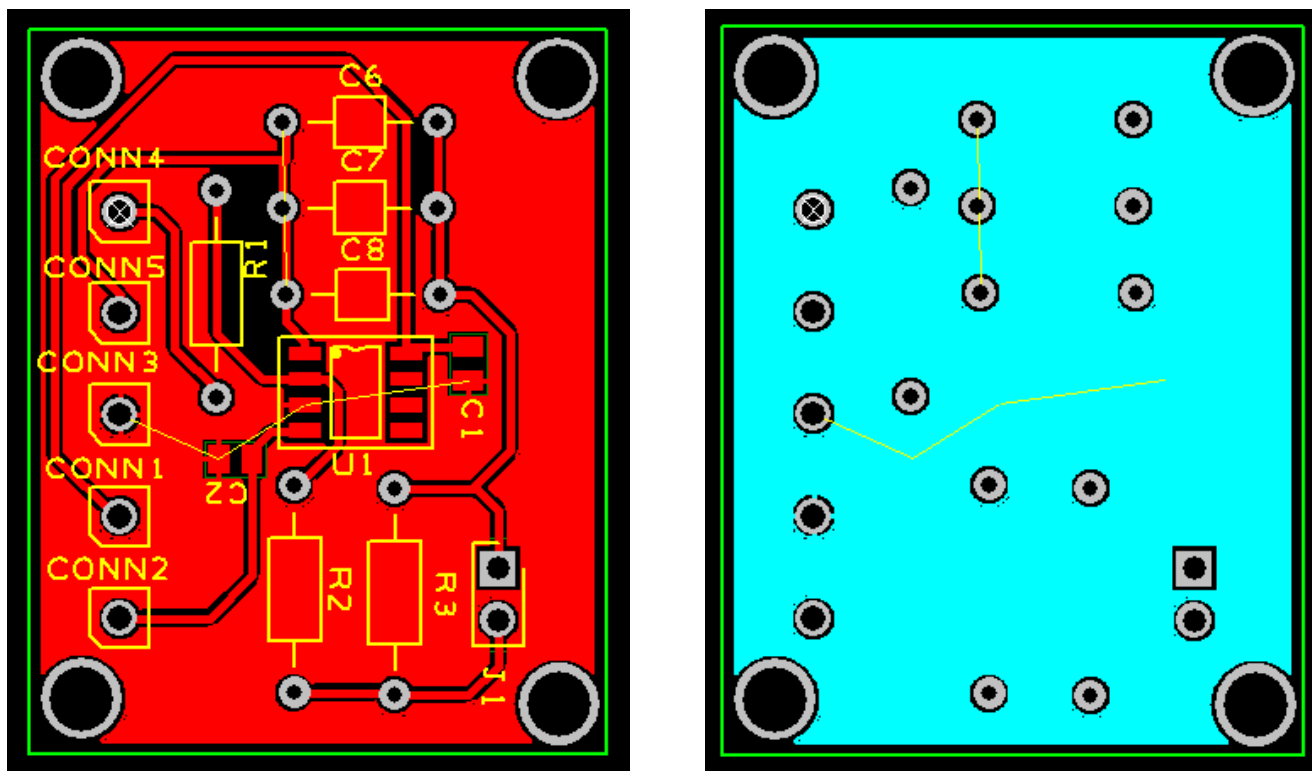


Imagen 6.4.1: Control Proporcional Integral capa **TOP** y **BOTTOM**.

Nuevamente tenemos conectores para alimentación  $\pm 15$  V, tierra, -error y la salida de la tensión de control. Para el control proporcional integral necesitamos un único amplificador operacional, pero en este caso además del uso de resistencias hacen falta condensadores. Se han colocado varios condensadores en paralelo, para poder ajustar de forma más precisa el valor del tiempo integral  $T_n$ . De la misma manera que con el control proporcional, existe la posibilidad de añadir una resistencia en serio o no (puenteando J1) para un ajuste mayor de la constante proporcional  $K_p$ .

## 6.5. PCB CONTROL PROPORCIONAL INTEGRAL RESONANTE

Por último queda explicar el diseño PCB del control más complejo de todos, y el que más elementos tiene y por ende mayor tamaño de PCB.

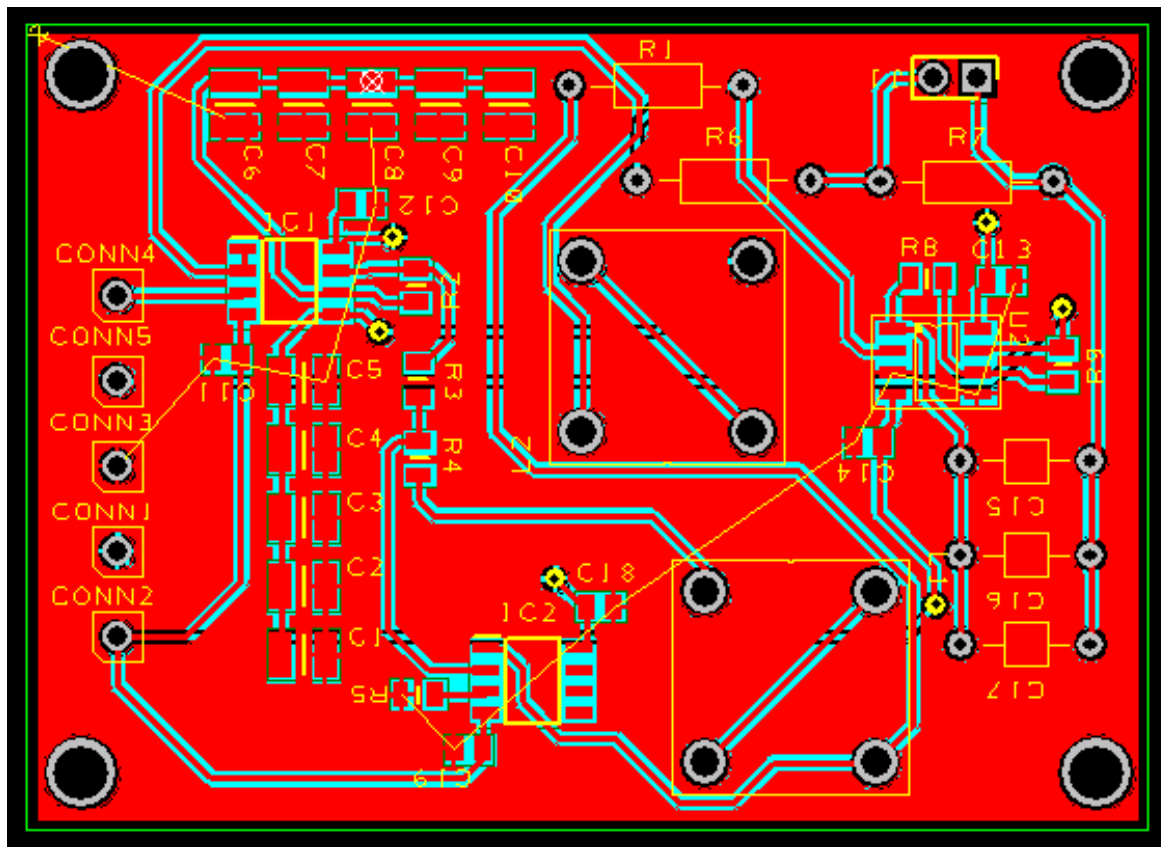


Imagen 6.5.1: Control Proporcional Integral Resonante capa TOP.

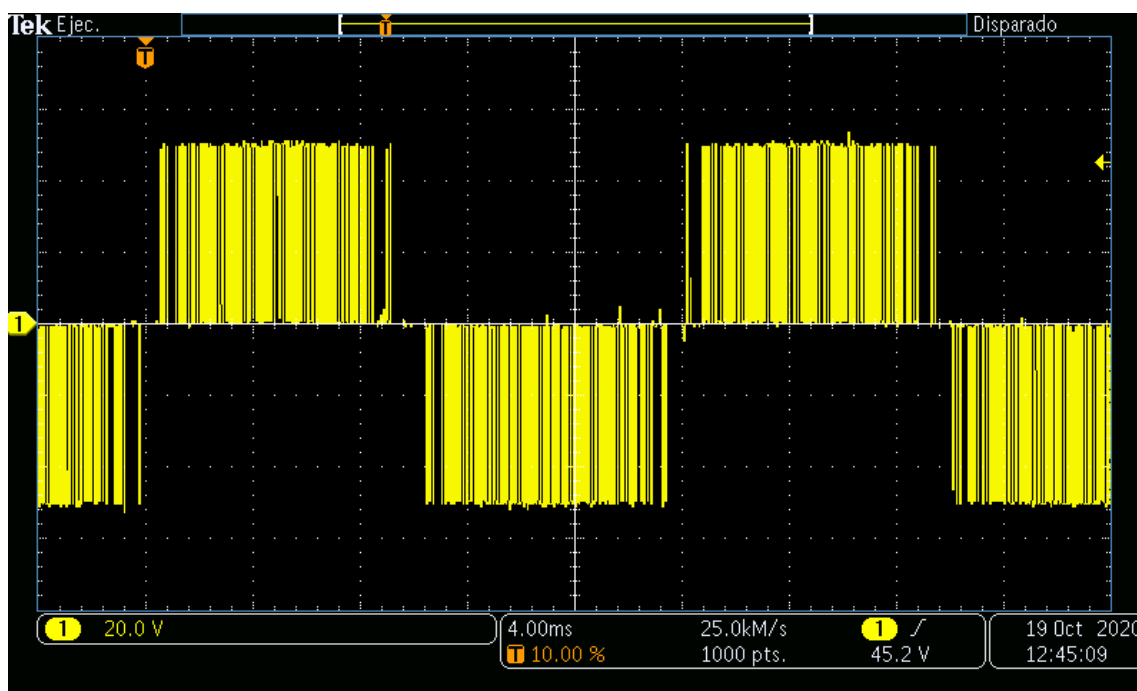
Los conectores hacen la misma función que en los controladores anteriores. En este caso, el controlador resonante a 50 Hz va a ser fijo, por lo que se ha intentado hacer con soldadura en superficie o smd. Para este, es necesario un ajuste fino entre los valores de inductancia y capacitancia, para que resuene a 50 Hz lo más preciso posible. Para ello, hay dos filas de 5 condensadores en paralelo, mientras que el valor de la inductancia será fijo. Las inductancias son de rechazo de como común, pero se van a utilizar de manera diferencia. Se conectan dos en serie para aumentar el valor de inductancia y así poder bajar el valor de la capacitancia. La parte proporcional integral va seguida de esta y es la que podremos ajustar, mediante elementos de soldadura through hole. Existe la posibilidad de hacer un ajuste fino de la constante proporcional mediante resistencias y del tiempo integral mediante condensadores.

En la capa BOTTOM simplemente está el plano de alimentación y algunas vías que han sido necesarias para poder hacer la correcta conexión entre los distintos elementos que componen el circuito.

## 7. ENSAYOS REALIZADOS

### 7.1. ENSAYO EN LAZO ABIERTO, SIN CARGA NI FILTRADO LCL

El objetivo de este ensayo es la comprobación del funcionamiento del circuito generador de la triangular, el comparador unipolar y el circuito generador de tiempos muertos para el encendido. Además, el correcto funcionamiento de los drivers soldados y del puente en H utilizado. Para ello, la señal de conmutación proveniente del circuito generador de tiempos muertos va a los drivers mediante conector RJ45. Los drivers van conectados al puente en H, el cual está alimentado a 50 V DC.



*Imagen 7.1.1: Salida de tensión del puente en H, VAB.*

La salida de tensión corresponde con un inversor con modulación unipolar. Estando en el semiciclo positivo entre 25 V y 0, y en el semiciclo negativo entre 0 y -25 V. La frecuencia de las conmutaciones corresponde con la frecuencia de la señal triangular multiplicada por dos, debido a este tipo de modulación. Cabe destacar que existen ciertos huecos cercanos al paso por cero de la referencia, que dejan en evidencia que una de las dos ramas no está realizando las conmutaciones bien (en caso de que ambas no estuvieran haciendo bien las conmutaciones no habría modulación justo después del paso por cero). Para ver el correcto funcionamiento se ha hecho la FFT de la imagen 7.1.1.



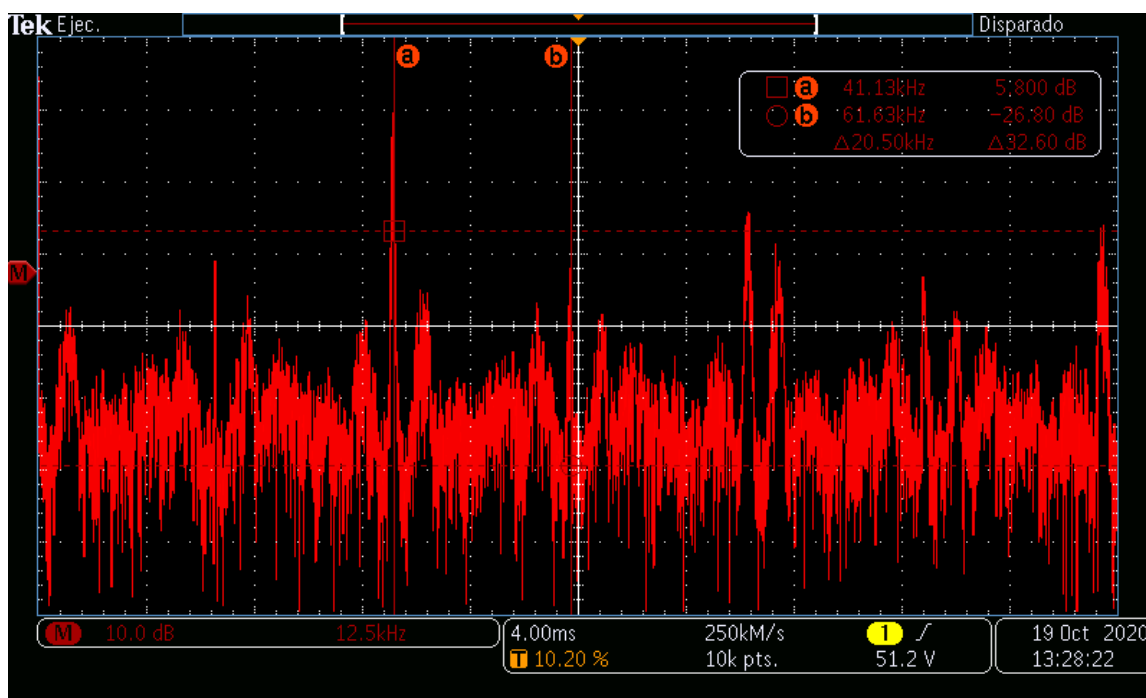


Imagen 7.1.2: FFT de la señal mostrada en la imagen 7.1.1.

En la imagen 7.1.2. puede verse la frecuencia fundamental a 40 KHz como es de esperar (20 dB a 40 KHz), posición en la que está el cursor a. El cursor b se encuentra a 60 KHz, la cual corresponde a la frecuencia fundamental + 20 KHz (Tercer armónico de 20 KHz). Dado que la conmutación real de los semiconductores es a 20 KHz es lógico observar esta frecuencia armónica. El siguiente pico se da a 80 KHz, el cual corresponde con el segundo armónico de la frecuencia fundamental de conmutación. Nuevamente tenemos un pequeño pico armónico a 100 KHz, debido a la frecuencia real de conmutación de los semiconductores (5 armónico de 20 KHz). Por último se observa un pico al final de la imagen 7.1.2 a 120 KHz, correspondiente al tercer armónico de 40 KHz.

Visto las frecuencias armónicas que aparecen, se puede deducir lo siguiente. Las frecuencias armónicas de 40 KHz tienen mayor peso, debido a que la conmutación de esta señal realmente es a 40 KHz. Las frecuencias armónicas debidas a la conmutación real de los semiconductores son de menor relevancia, y por lo tanto son debidas a ruido introducido debido a esta frecuencia de conmutación a 20 KHz.

Para observar la frecuencia fundamental, la cual debería ir a 50 Hz, hay que hacer un zoom a baja frecuencia y observar lo que está pasando.

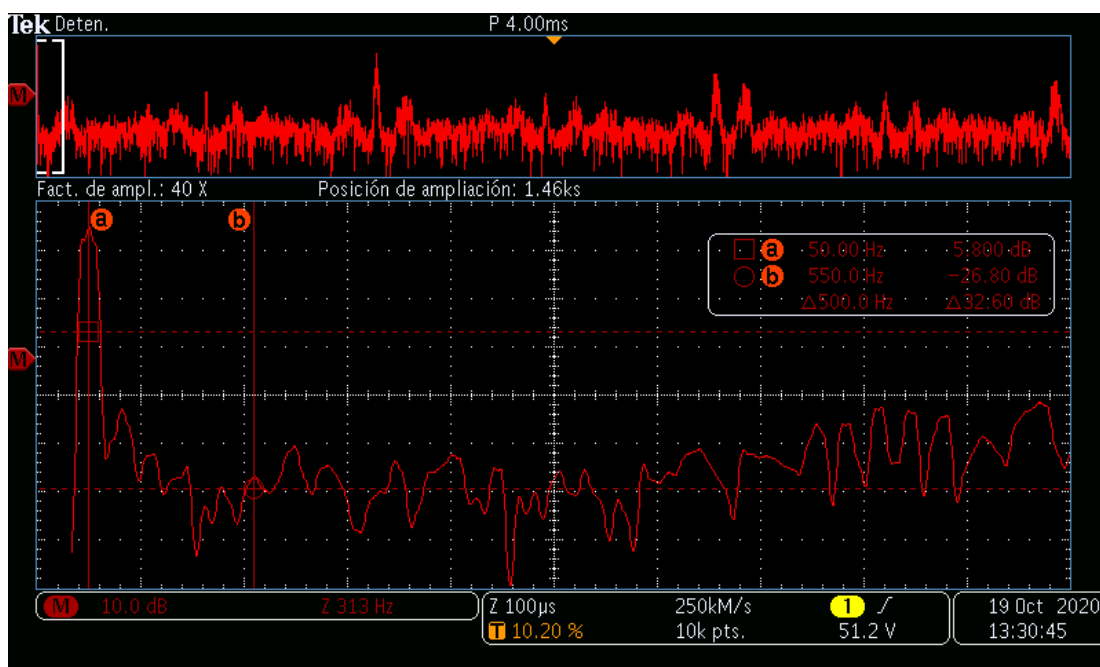


Imagen 7.1.3: Zoom a baja frecuencia de FFT imagen 7.1.2.

En esta imagen podemos ver como la frecuencia fundamental se da a 50 Hz, la cual tiene una ganancia de unos 27 dB, correspondientes a 22 V. No tenemos los 25 V de fundamental, debido a que la suma de los armónicos son los que compondrán la señal sinusoidal y por lo tanto la fundamental nunca puede ser mayor. Además al estar ante un convertidor reductor, la señal de control es menor por lo que la salida puede ser algo menor que los 25 Vpico. Las frecuencias armónicas que vemos son las correspondientes a múltiplos impares de esta: 150 Hz, 250 Hz, 350 Hz, 450 Hz, 550 Hz, 650 Hz...

Para ver el comportamiento en diferentes frecuencias, ahora se ha realizado una nueva simulación en la que la referencia está a 500 Hz. Ahora deberíamos ver múltiplos armónicos impares de 500 Hz.

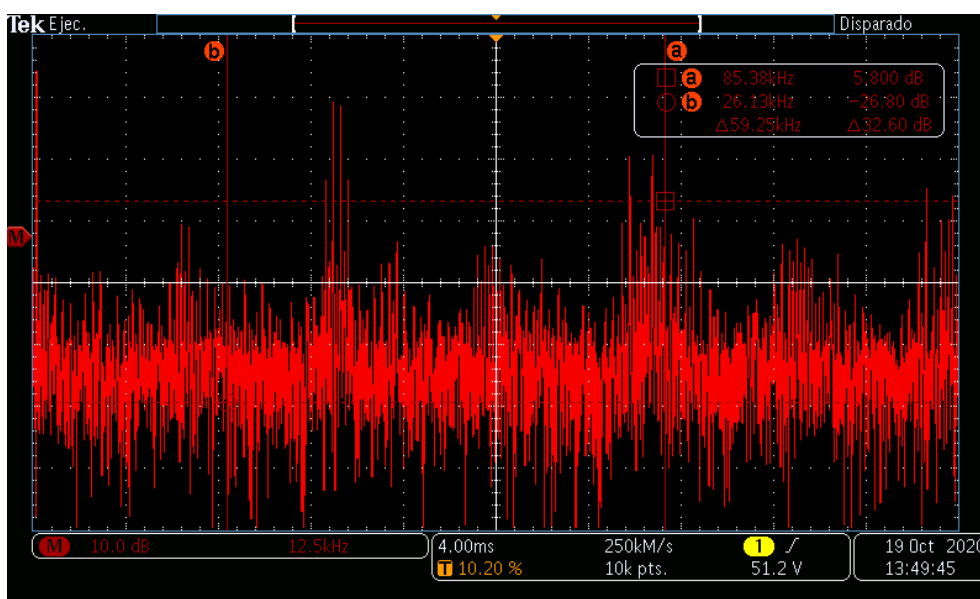


Imagen 7.1.4: FFT de la señal VAB con referencia 500 Hz.

En esta nueva simulación, siguen apareciendo los 40 KHz y sus múltiplos: 80 KHz, 120 KHz. Además también aparece como ruido frecuencias múltiplo de 20 KHz: 60 KHz, 100 KHz. Para observar la fundamental a 500 Hz, hacemos un zoom a baja frecuencia.

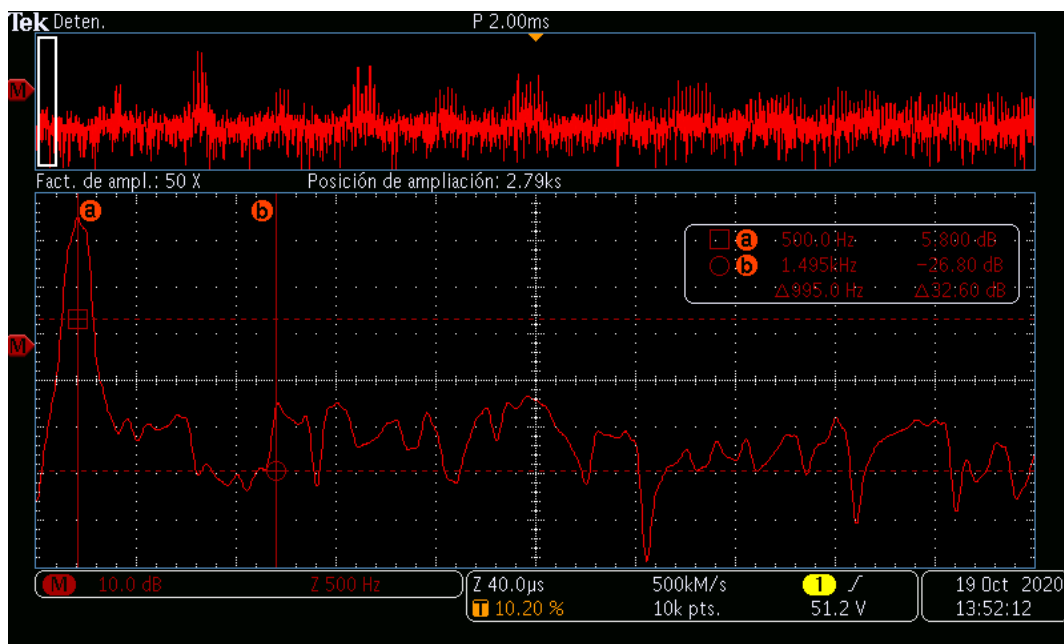


Imagen 7.1.5: Zoom a baja frecuencia de la imagen 7.1.4.

Observamos como la fundamental se da a 500 Hz como era de esperar. A esta frecuencia la ganancia es de unos 27 dB, equivalentes a unos 22 V. No ha variado la ganancia de esta por lo que la sigue perfectamente. Además, se pueden ver los múltiplos impares de esta frecuencia fundamental: 1.5 KHz (cursor b), 2.5 KHz (punto cercano a la mitad de la grafía), 3.5 KHz.

Para continuar con el barrido en frecuencia, se realiza una nueva simulación ahora con la referencia a 1.5 KHz.

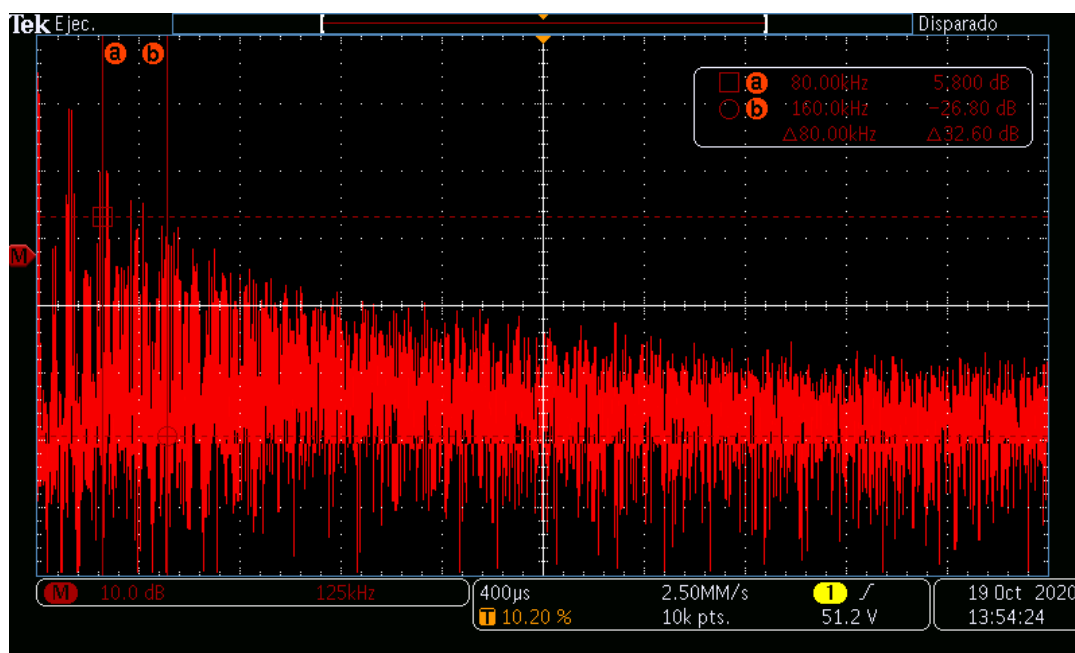


Imagen 7.1.6: FFT de la señal VAB con referencia a 1.5 KHz.

En la imagen se puede ver como sigue estando la fundamental a 40 KHz y sus múltiplos: 80 KHz, 120 KHz, 160 KHz. Y también el ruido proveniente por la conmutación a 20 KHz así como sus múltiplos. Para ver el seguimiento que realiza, se ha realizado nuevamente un zoom a baja frecuencia para ver que está pasando.

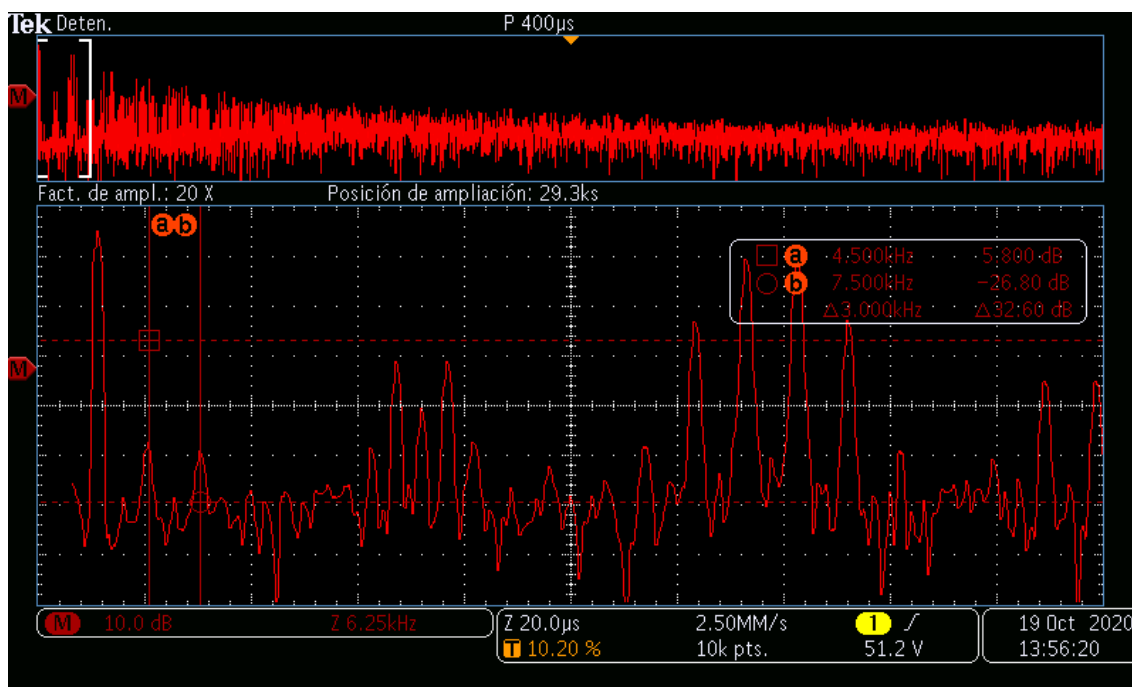


Imagen 7.1.7: Zoom a baja frecuencia de la imagen 7.1.6.

La frecuencia fundamental se da a 1.5 KHz correctamente, y su ganancia es 27 dB, equivalente a 22 V. Sigue manteniendo la ganancia idéntica a la obtenida en la simulación con referencia 50 Hz, por lo que el convertidor es capaz de seguir esta referencia. En esta última imagen se puede ver como la frecuencia de la señal VAB a 40 KHz tiene frecuencias parásitas a con diferencias entre sí de 1.5 KHz, debidos a la frecuencia fundamental. El ruido a 20 KHz también presenta este tipo de frecuencias parásitas.

Siguiendo con el aumento de frecuencia en la referencia, se realiza una nueva simulación con esta a 15 KHz. Al ser la frecuencia a seguir bastante elevada, y la frecuencia máxima de conmutación de los semiconductores 20 KHz, esta referencia será difícil que la siga correctamente. Lo vemos en la FFT de la tensión VAB con esta referencia.

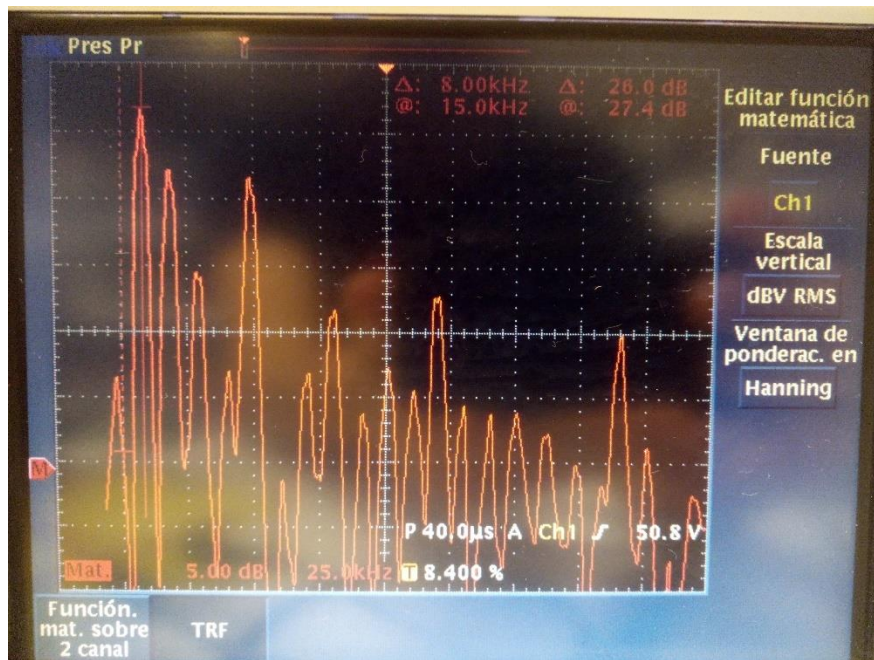


Imagen 7.1.8: FFT de la tensión VAB con referencia a 15 KHz.

En la imagen se puede ver como la frecuencia fundamental aparece, y tiene ganancia idéntica a los apartados anteriores, pero sin embargo, existe frecuencia parásita menor a esta referencia, que hará que la salida se distorsione. Además no aparece ruido proveniente de las conmutaciones a 20 KHz, sino que aparece el siguiente pico a 25 KHz. Esto indica que la conmutación de los semiconductores no está siendo correcta. Tampoco aparece la frecuencia de 40 KHz, nuevamente indicando que no está siguiendo correctamente la referencia dictada. Dicho todo esto, pasamos a ver la forma de onda VAB capturada con el osciloscopio.

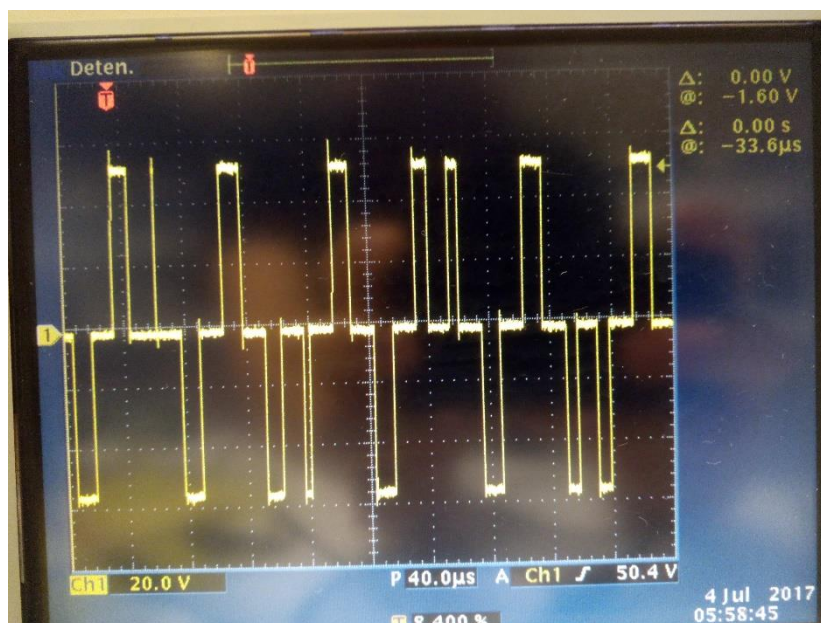


Imagen 7.1.9: Forma de onda VAB con referencia 15 KHz.

Puede verse como penas hay tiempo a que se de una conmutación por semiciclo y la salida no es aceptable, pues al filtrarla no podrá dar una senoide como la referencia.



## 8. CONCLUSIONES Y LÍNEAS FUTURAS

### 8.1. CONCLUSIONES

Para el diseño de los controladores propuestos en este trabajo, primeramente se ha caracterizado la planta. Al ser un convertidor con filtro LCL de salida, estamos ante un sistema de tercer orden, lo que ha hecho más difícil el diseño del lazo. Ha sido imprescindible la utilización de la aplicación informática Matlab para poder llevar a cabo los cálculos. Además, se ha empleado la herramienta Simulink, la cual ha permitido predecir el funcionamiento real del convertidor. Ha sido de gran importancia el contar también con el simulador PSIM, en el cual se simula el sistema de manera más realista, con componentes como en el sistema físico.

Los diseños de cada controlador han ido en aumento de dificultad, siendo el control proporcional el más sencillo y el que peor respuesta nos da. En un punto intermedio está el control proporcional integral. En este caso la dificultad en el diseño e implementación no aumenta demasiado pero si mejora mucho la respuesta que tiene. Y finalmente el diseño del control proporcional integral resonante ha sido el más complejo, tanto por su diseño como por su implementación práctica. Dio muchos problemas el encontrar un circuito analógico resonante a 50 Hz funcional, así como el encontrar elementos físicos para su implementación práctica. Finalmente se han encontrado pero no ha dado tiempo a hacer el montaje y pruebas del lazo cerrado de corriente.

En general, aunque complicado y con dificultades considerables, ha sido un trabajo bastante completo en cuanto a aplicación de conocimientos obtenidos durante los estudios. Se ha realizado un control analógico, requerido conocimientos de electrónica de potencia, de fotovoltaica, de instrumentación y diseño PCB. El hecho de haber podido aplicar todos los conocimientos en un trabajo práctico ha sido muy interesante, pues se han solucionado problemas reales a la hora de diseñar dicho controlador y afianzado todos los conocimientos nombrados. Al no haber tenido tiempo suficiente no se ha podido probar el sistema real en lazo cerrado con los distintos controladores.



## 8.2. LÍNEAS FUTURAS

Empezar diciendo que no ha habido tiempo suficiente para realizar las pruebas en lazo cerrado con los controladores diseñados. Por lo tanto la primera labor a realizar sería la soldadura de las PCBs diseñadas con todos los componentes ya comprados, comprobar su funcionamiento y realizar pruebas en potencia del convertidor.

Una vez hecho el lazo de corriente de manera práctica, quedaría diseñar un lazo de control de tensión de bus digital. Esto se podría hacer empleando la placa Arduino utilizada en el TFG de Borja y programándola de manera que funcione el lazo correctamente. Previa caracterización de la planta para este lazo, tomando el lazo interno de corriente como un filtro paso bajo para realizar los cálculos. La adición de esta placa Arduino permitiría implementar un algoritmo MPPT, así como la de utilizar el convertidor en distintos modos de funcionamiento como había previsto Borja; según si cargamos la batería (mediante el panel o la red) o inyectamos potencia a red (mediante el panel o la batería). La imagen del circuito completo a implementar es la siguiente.

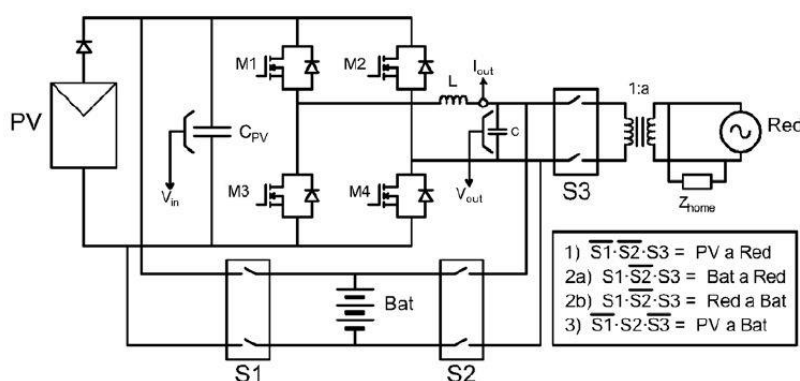


Figura 1.5: Esquema de la instalación fotovoltaica con sus modos funcionamiento.

Imagen 8.2.1: Circuito completo del convertidor, batería y red.

Aprovechando la placa Arduino, por último quedaría realizar la correcta conexión a red. Para ello habría que consultar distintos métodos de realización de esto; midiendo la fase, detectando pasos por cero... y ver cual nos podría dar la mejor solución. La placa Arduino sería la que se encargaría de gestionar el modo de funcionamiento de todo el sistema, idealmente mediante una programación la cual se encargaría de inyectar en caso de sobre generación y preferiblemente en los momento en los que la energía eléctrica se paga más cara.

Estos son los puntos de líneas futuras propuestas:

- Terminar ensayos del lazo de control
- Añadir lazo de tensión digital
- Conexión a red
- Sistema inteligente de generación/consumo



## APÉNDICE A. MATLAB

### A-1. PROGRAMA MATLAB PARA LAZO DE CORRIENTE PROPORCIONAL

```
1- clc
2- clear
3- close all
4-
5- %Parámetros para graficar los diagramas de bode
6- opts = bodeoptions('cstprefs');      %Para definir las opciones
7- opts.FreqUnits = 'Hz';              %Frecuencia en Hercios
8- PhaseWrapping = 'off';              %Corrección de fase off
9-
10- % Parámetros de la planta
11- Vdc = 35;                          % Se utiliza un valor medio
12- Vpt = 10;                          % Señal de pico triangular
13- L1 = 60e-6;                        % Bobina de salida
14- R1 = 0.009;                        % Resistencia parásita de la bobina de
    salida
15- L2 = 540e-6;                      % Bobina del trafo -> Cte
16- R2 = 0.1;                         % Resistencia parásita de la bobina del
    trafo
17- C = 20e-6;                        % Condensador de salida
18- R = 0.5;                          % Resistencia parásita del conensador de
    salida
19- R_ = 0.5;
20- s=tf('s');
21-
22- %Definimos las funciones de transferencia
23- VabVcont=Vdc/Vpt;
24- IL1VL1=1/(L1*s+R1);
25- VCIC=(R*C*s+1)/(C*s);
26- IL2VL2=1/(L2*s+R2);
27- FTdigi=1/(1.5*(1/20e3)*s+1);
28- % Sensor de corriente
29- Ksc=0.5;
30- tsc=1/(2*pi*4e3);
31- Fc=Ksc/(tsc*s+1);
32-
33-
34- %Planta+Filtro
35- VcI1=feedback(VCIC,IL2VL2,-1);      %Lazo cerrado interno entre
    condensador y L2
36- I1Vab=feedback(IL1VL1,VcI1,-1);    %Lazo cerrado interno entre
    L1 y lazo cerrado VcI1
37- Gp=VabVcont*I1Vab;                 %Función de transferencia de
    la planta
38- Gpf=VabVcont*I1Vab*Fc;             %Función de transferencia de
    la planta y filtro
39-
40- %Cálculo de Kp imponiendo MF
41-
```





```
42- fc=1; % variables iniciales para comenzar el cálculo numérico de
    la frecuencia de corte
43- prompt='Introducir margen de fase deseado en grados = ';
44- n=input(prompt);
45- MF=n; %Margen de fase deseado
46- wci=2*pi*fc;
47- [~,phase]=bode(Gpf,wci);
48- %a continuación se calcula de forma numérica la frecuencia de
    corte
49- while 180+phase-MF >=0 %Mientras 180+phase-MF sea mayor
    que cero, seguimos aumentando la frecuencia de corte
50-     fc=fc+1; %De un Hz en Hz
51-     wci=2*pi*fc; %Y la frecuencia de corte en
    rad/s
52-     [~,phase]=bode(Gpf,wci); %Vuelve a obtener la phase de
    FT planta y filtro para realizar otra vez el cálculo
53- end %Hasta que se deje de cumplir la
    condición indicada
54- wci=2*pi*fc;
55-
56- [mag,~,wci]=bode(Gpf,wci); %Obtenida la frecuencia de corte
    wci, obtenemos la magnitud de Gpf a esa frecuencia
57- Kp=1/mag; %Para calcular Kp
58-
59- Con=Kp; %Definimos el controlador
60-
61- FTLC=Con*Gp*FTdigi/(1+Con*Gpf); %Función de
    transferencia en lazo cerrado
62-
63- %Acción de la perturbación en lazo cerrado
64- A=-feedback(IL1VL1,Fc*Con*FTdigi*VabVcont,-1);
65- B=-feedback(VCIC*A,1,+1);
66- D=-feedback(IL2VL2,B*(1/A),+1);
67- Gpert=D*B;
68-
69-
70- %Simulación Iref=10*sqrt(2)/__0° A
71-
72- %Acción de la referencia
73- prompt='Introducir referencia de corriente RMS (0-10V) = ';
74- w=input(prompt);
75- %Para evitar que el valor introducido no esté en el rango 0-10
76- if w>10
77-     w=10;
78- end
79- if w<0
80-     w=0;
81- end
82- Iref=w*sqrt(2);
83- z=['Iref=', num2str(Iref),'/__',num2str(0),'° en valor
    pico'];
84- disp(z);
85- [M1,F1]=bode(FTLC,2*pi*50); %Obtenemos la magnitud y
    fase (en grados) de la función de transferencia a 50 Hz
```



```
86-   Flr=Fl*(2*pi)/360;                                % Pasamos la fase a radianes
87-   Isal_ref=Iref*M1*cos(Flr)+li*Iref*M1*sin(Flr); %Corriente de
      salida provocada por la referencia como a + bi
88-
89-   % Acción de la perturbación
90-   Vred=15*sqrt(2);                                %Tensión de red
91-
92-   [M2,F2]=bode(Gpert,2*pi*50);
93-   F2r=F2*(2*pi)/360;
94-   Isal_pert=M2*Vred*cos(F2r)+li*Vred*M2*sin(F2r);
95-
96-   Isal=Isal_ref+Isal_pert;
97-   x=['Isal=', num2str(abs(Isal)), '/__ ',
      num2str(angle(Isal)*360/(2*pi)), '° en valor pico'];
98-   disp(x);
99-
100-  Error=2*Iref-Isal;
101-
102-  k=['Error=',
      num2str(abs(Error)), '/__ ', num2str(angle(Error)*360/(2*pi)), '°
      en valor pico'];
103-  disp(k);
104-  %Dibujamos los diagramas de bode
105-  figure(2); hold on;
106-  bode(Gpf*FTdigi,{10e1,10e5},opts); grid on;
107-  legend('Planta y filtro');
108-  title('Bode Lazo de la planta y el filtro'); hold off;
109-
110-  figure(1); hold on;
111-  bode(Con*FTdigi*Gpf,{10e1,10e6},opts); grid on;
112-  bode(FTLC,{10e1,10e6},opts); grid on;
113-  bode(Gpert,{10e1,10e6},opts); grid on;
114-  legend('FTLA', 'FTLC', 'FTLC_perturbación');
115-  title('Bode Lazo de corriente PROPORCIONAL'); hold off;
116-
117-  [~,~,~,BWrr]=margin(FTLC);
118-  BW=BWrr/(2*pi);
119-  y=['BW [KHz]=', num2str(BW/1e3), ' Kp=', num2str(Kp), ' MF=
      ', num2str(MF), ' REF=', num2str(M1/2), ' desfase referencia
      [°]=', num2str(angle(Isal_ref)*360/(2*pi)), ' %PERTURBACIÓN=',
      num2str(M2*100), ' desfase perturbación [°]=',
      num2str(angle(Isal_pert)*360/(2*pi))];
120-  disp(y);
121-
122-
```



## A- 2. PROGRAMA MATLAB PARA LAZO DE CORRIENTE PROPORCIONAL INTEGRAL

```
1- clc
2- clear
3- close all
4-
5- %Parámetros para graficar los diagramas de bode
6- opts = bodeoptions('cstprefs');      %Para definir las opciones
7- opts.FreqUnits = 'Hz';               %Frecuencia en Hercios
8- PhaseWrapping = 'off';              %Corrección de fase off
9-
10-
11- % Parámetros de la planta
12- Vdc = 35;                            % Se utiliza un valor medio
13- Vpt = 10;                            % Señal de pico triangular
14- L1 = 60e-6;                          % Bobina de salida
15- R1 = 0.009;                          % Resistencia parásita de la bobina de
    salida
16- L2 = 540e-6;                        % Bobina del trafo -> Cte
17- R2 = 0.1;                           % Resistencia parásita de la bobina del
    trafo
18- C = 20e-6;                          % Condensador de salida
19- R = 0.5;                            % Resistencia parásita del conensador de
    salida
20-
21- s=tf('s');
22-
23- %Definimos las funciones de transferencia de cada bloque
24- VabVcont=Vdc/Vpt;
25- IL1VL1=1/(L1*s+R1);
26- VCIC=(R*C*s+1)/(C*s);
27- IL2VL2=1/(L2*s+R2);
28- FTdigi=1/(1.5*(1/20e3)*s+1);
29- % Sensor de corriente
30- Ksc=0.5;
31- tsc=1/(2*pi*4e3);
32- Fc=Ksc/(tsc*s+1);
33-
34-
35- %Planta+Filtro (Referencia)
36- VcI1=feedback(VCIC,IL2VL2,-1);        %Lazo cerrado interno entre
    condensador y L2
37- I1Vab=feedback(IL1VL1,VcI1,-1);      %Lazo cerrado interno entre
    L1 y lazo cerrado VcI1
38- G=FTdigi*VabVcont*I1Vab*Fc;          %Función de
    transferencia de la planta y filtro
39-
40- %Cálculo de Kp y Tn imponiendo MF
41- %atan(Tn*wci)=atan(10)=84.29°
42- fc=1;                                % variables iniciales para comenzar el
    cálculo numérico de la frecuencia de corte
43- prompt='Introducir margen de fase deseado en grados = ';
    %Pedimos al usuario introducir el margen de fase en grados
```



```
44- n=input(prompt);
45- MF=n; %Margen de fase deseado
46- wci=2*pi*fc;
47- [~,phase]=bode(G,wci); % Obtenemos la phase en grados de la
    función de transferencia de la planta y el filtro a la frecuencia
    de corte inicial
48- prompt='Introducir valor del procuto Tn*wci = ';
49- l=input(prompt);
50- %a continuación se calcula de forma numérica la frecuencia de
    corte
51- while 90+phase+(atan(l)*(360/(2*pi)))-MF >=0 %Mientras
    90+phase+84.2894-MF sea mayor que cero, seguimos aumentando la
    frecuencia de corte
52-     fc=fc+1; %De un Hz en Hz
53-     wci=2*pi*fc; %Y la frecuencia de corte en
        rad/s
54-     [~,phase]=bode(G,wci); %Volvemos a obtener la phase de
        FT planta y filtro para realizar otra vez el cálculo
55- end %Hasta que se deje de cumplir la
        condición indicada
56- wci=2*pi*fc;
57- Tn=l/wci;
58- [mag,~,wci]=bode(G,wci);
59- Kp=(1/mag)*((Tn*wci)/(sqrt((Tn*wci)^2+1)));
60-
61- w0=2*pi*50;
62-
63- PI=Kp*((Tn*s+1)/(Tn*s)); %Función de transferencia
    del controlador
64-
65- FTLC=FTdigi*VabVcont*I1Vab*PI/(1+G*PI);
66- [M,F]=bode(FTLC,w0);
67-
68-
69- %Acción de la perturbación en lazo cerrado
70- A=-feedback(IL1VL1,Fc*PI*VabVcont,-1);
71- B=-feedback(VCIC*A,1,+1);
72- D=-feedback(IL2VL2,B*(1/A),+1);
73- Gpert=D*B;
74-
75- %Simulación Iref=10*sqrt(2)/__0° A
76-
77- prompt='Introducir referencia de corriente RMS (0-10V) = ';
78- w=input(prompt);
79- %Para evitar que el valor introducido no esté en el rango 0-10
80- if w>10
81-     w=10;
82- end
83- if w<0
84-     w=0;
85- end
86- %Acción de la referencia
87- Iref=w*sqrt(2);
88- z=['Iref=', num2str(Iref*2), '/ __', num2str(0), '°'];
```



```
89- disp(z);
90-
91- [M1,F1]=bode(FTLC,2*pi*50);           %Obtenemos la magnitud y
    fase (en grados) de la función de transferencia a 50 Hz
92- F1r=F1*(2*pi)/360;                   % Pasamos la fase a radianes
93- Isal_ref=Iref*M1*cos(F1r)+1i*Iref*M1*sin(F1r); %Corriente de
    salida provocada por la referencia como a + bi
94-
95- % Acción de la perturbación
96- Vred=15*sqrt(2);                     %Tensión de red
97-
98- [M2,F2]=bode(Gpert,2*pi*50);
99- F2r=F2*(2*pi)/360;
100- Isal_pert=M2*Vred*cos(F2r)+1i*Vred*M2*sin(F2r);
101-
102- Isal=Isal_ref-Isal_pert;
103- x=['Isal=', num2str(abs(Isal)), '/___',
    num2str(angle(Isal)*360/(2*pi)), '°'];
104- disp(x);
105-
106- Error=2*Iref-Isal;
107-
108- k=['Error=',
    num2str(abs(Error)), '/___', num2str(angle(Error)*360/(2*pi)), '°
    en valor pico'];
109- disp(k);
110- FTLC;
111- %Dibujamos los diagramas de bode
112- figure(1); hold on;
113- bode(PI*G,{10e1,10e6},opts); grid on;
114- bode(FTLC,{10e1,10e6},opts); grid on;
115- bode(Gpert,{10e1,10e6},opts); grid on;
116- legend('FTLA','FTLC','FTLC_perturbación');
117- title('Bode Lazo de corriente PROPORCIONAL INTEGRAL'); hold off;
118-
119- [~,~,~,BWrr]=margin(FTLC);
120- BW=BWrr/(2*pi);
121- y=['BW [KHz]=',num2str(BW/1e3), '          Kp=', num2str(Kp), '
    Tn [us]=', num2str(Tn*1e6), '          MF= ', num2str(MF), '          REF=',
    num2str(M1/2), '          desfase referencia [°]=',
    num2str(angle(Isal_ref)*360/(2*pi)), '          %PERTURBACIÓN=',
    num2str(M2*100), '          desfase perturbación [°]=',
    num2str(angle(Isal_pert)*360/(2*pi))];
122- disp(y);
```



### A- 3. PROGRAMA MATLAB PARA LAZO DE CORRIENTE PROPORCIONAL INTEGRAL RESONANTE

```
1- clc
2- clear
3-
4- %Parámetros para graficar los diagramas de bode
5- opts = bodeoptions('cstprefs');           %Para definir las opciones
6- opts.FreqUnits = 'Hz';                   %Frecuencia en Hercios
7- PhaseWrapping = 'off';                   %Corrección de fase off
8-
9- % Parámetros de la planta
10-     Vdc = 35;                             % Se utiliza un valor medio
11-     Vpt = 10;                             % Señal de pico triangular
12-     L1 = 60e-6;                           % Bobina de salida
13-     R1 = 0.009;                           % Resistencia parásita de la bobina
    de salida
14-     L2 = 540e-6;                         % Bobina del trafo -> Cte
15-     R2 = 0.1;                             % Resistencia parásita de la bobina
    del trafo
16-     C = 20e-6;                           % Condensador de salida
17-     R = 0.005;                           % Resistencia parásita del
    condensador de salida
18-
19-     s=tf('s');
20-
21-     VabVcont=Vdc/Vpt;
22-     IL1VL1=1/(L1*s+R1);
23-     VCIC=(R*C*s+1)/(C*s);
24-     IL2VL2=1/(L2*s+R2);
25-     FTdigi=1/(1.5*(1/20e3)*s+1);
26-
27-     % Sensor de corriente
28-     Ksc=0.5;
29-     tsc=1/(2*pi*4e3);
30-     Fc=Ksc/(tsc*s+1);
31-
32-     %Planta+Filtro
33-     VcI1=feedback(VCIC,IL2VL2,-1);         %Lazo cerrado interno
    entre condensador y L2
34-     I1Vab=feedback(IL1VL1,VcI1,-1);       %Lazo cerrado interno
    entre L1 y lazo cerrado VcI1
35-     G=FTdigi*VabVcont*I1Vab*Fc;           %Función de
    transferencia de la planta y filtro
36-
37-     %Cálculo de los parámetros PI imponiendo MF y frecuencia de
    corte
38-     prompt='Introducir margen de fase deseado en grados = ';
    %Pedimos al usuario introducir el margen de fase en grados
39-     MF=input(prompt);                     %Margen de fase deseado
40-     MFr=MF*(2*pi/360);                   %Pasado a radianes
41-     prompt='Introducir frecuencia de corte en lazo abierto en
    Hz = ';
```



```
42-      fci=input(prompt);                                %Imponemos la
      frecuencia de corte
43-      wci=fci*2*pi;
44-      [mag,phasegrad,wci]=bode(G,wci);
45-      phaserad=phasegrad*(2*pi)/360;
46-      Tn=(tan(MFr-(pi/2)-phaserad))/wci;
47-
48-      Kp=(1/mag)*((Tn*wci)/(sqrt((Tn*wci)^2+1)));
49-      PI=Kp*((Tn*s+1)/(Tn*s));
50-
51-      %Parámetros resonantes
52-      %50Hz
53-      wcf=5;                                %Ancho de banda del término
      resonante (Bandwidth resonant term)
54-      Xf=800;                                %Ganancia de la resonancia
55-      f0f=50;                                %Frecuencia resonante a 50 Hz
56-      w0f=2*pi*f0f;                          %Frecuencia de resonancia a 314.159
      rad/s
57-      [M50,~]=bode(G*PI,w0f);
58-      Krf=(Xf/(M50*Kp*(sqrt((Tn*w0f)^2+1)/(Tn*w0f))))-1;
      %Cálculo de Krf
59-
60-      %Reducción 5º armónico 250Hz
61-      xh1=25;                                %Ganancia de la
      parte resonante para el 5º armónico
62-      wch1=5;                                %Frecuencia de
      corte o ancho de banda
63-      f0h1=250;                              %Frecuencia de
      resonancia en Hz
64-      w0h1=f0h1*2*pi;                        %Frecuencia de
      resonancia en rad/seg
65-      [M250,phaseh250grad,w0h1]=bode(G*PI,w0h1); %cálculo de
      magnitud y fase de FTLA a la frecuencia de resonancia para el
      cálculo de Krh1
66-      phase250=phaseh250grad*(2*pi)/360;      %Pasamos la
      fase a radianes
67-      tita250=-phase250;                      %Tita se
      usa como la negativa del ángulo de FTLA a la frecuencia de
      resonancia
68-      pol1=[1 2*cos(tita250) 1-
      (xh1/(M250*Kp*sqrt((Tn*w0h1)^2+1)/(Tn*w0h1)))]]; %Polinomio del
      cual extraemos las raíces
69-      raices1=roots(pol1);                    %Para usar su
      solución (la que toma el valor + de la raíz) como Krh1
70-      Krh1=raices1(1);                        %Solución de
      Krh1 para el 5 armónico
71-
72-      %Reducción 7º armónico 350Hz
73-      xh2=xh1;                                %Ganancia de
      la parte resonante para el 7º armónico
74-      wch2=wch1;                              %Frecuencia de
      corte o ancho de banda
75-      f0h2=350;                              %Frecuencia de
      resonancia en Hz
76-      w0h2=f0h2*2*pi;                        %Frecuencia de
      resonancia en rad/seg
```



```
77- [M350,phaseh350grad,w0h2]=bode(G*PI,w0h2); %cálculo de
    magnitud y fase de FTLA a la frecuencia de resonancia para el
    cálculo de Krh2
78- phase350=phaseh350grad*(2*pi)/360; %Pasamos
    la fase a radianes
79- tita350=-phase350; %Tita se
    usa como la negativa del ángulo de FTLA a la frecuencia de
    resonancia
80- pol2=[1 2*cos(tita350) 1-
    (xh2/(M350*Kp*sqrt((Tn*w0h2)^2+1)/(Tn*w0h2)))] ; %Polinomio del
    cual extraemos las raíces
81- raices2=roots(pol2); %Para usar su
    solución (la que toma el valor + de la raíz) como Krh2
82- Krh2=raices2(1); %Solución de
    Krh1 para el 5 armónico
83-
84- Resonante=1+(((Krf*wcf*s)/(s^2+wcf*s+w0f^2)))+(Krh1*wch1*(
    s*cos(tita250)-
    w0h1*sin(tita250))/(s^2+wch1*s+w0h1^2))+((Krh2*wch2*(s*cos(tita3
    50)-w0h2*sin(tita350))/(s^2+wch2*s+w0h2^2)); %Término resonante
    con reducción de armónicos
85- R50=1+(((Krf*wcf*s)/(s^2+wcf*s+w0f^2)));
86- % bode(R50);
87- %Circuito analógico resonante solo a 50 Hz Primera forma
88- R1=14;
89- R2=68;
90- RA=R2;
91- RB=R2;
92- L1=0.2;
93- C1=50.6e-6;
94- LB=L1;
95- C2=C1;
96-
97- Rsimpl=(R2*C2*LB/(RA*L1*C1))*((s^2+((1/(R2*C2)))+(RB/LB))*s+
    (RB/(LB*R2*C2)))/(s^2+s*(R1/L1)+(1/(L1*C1)));
98- % hold on
99- % bode(Rsimpl,opts);
100- %Circuito analógico resonante solo a 50 Hz Segunda forma
101- Rs=1e6;
102- R1=100e3;
103- R2=10e3;
104- R3=10.13;
105- R=10e6;
106- C=100e-9;
107- Ri=1e3;
108- Ry=1e3;
109-
110- R50Hz=((Rs/R2)*s)/(s^2+(Rs/R1)*s+(Rs/R3));
111- Rsimp2=1+R50Hz;
112-
113- prompt='Queremos usar el primer o segundo resonante?
    (introducir 1 o 2) ';
114- x=input(prompt);
115- if x==1
116-     R=Rsimpl;
```





```
117-     end
118-     if x==2
119-         R=Rsimp2;
120-     end
121-
122-     PIR=PI*R;
123-
124-
125-
126-     FTLT=FTldigi*VabVcont*I1Vab*PIR/(1+G*PIR);
127-     %Función de transferencia en lazo cerrado con PIR seleccionado
128-     %Función de transferencia en lazo abierto simplificada,
129-     %frecuencias
130-     FTLA=((Vdc*Ksc)/(L1*Vpt*tsc*s^2+L1*Vpt*s)); %Lazo
131-     %abierto simplificado para altas frecuencias
132-
133-     %Acción de la perturbación en lazo cerrado
134-     A=-feedback(IL1VL1, Fc*PIR*VabVcont,-1);
135-     B=-feedback(VCIC*A,1,+1);
136-     D=-feedback(IL2VL2,B*(1/A),+1);
137-     Gpert=D*B;
138-
139-     %Simulación Iref=10*sqrt(2)/__0° A
140-
141-     prompt='Introducir referencia de corriente RMS (0-10V) = ';
142-     w=input(prompt);
143-     z=['Iref=', num2str(w*2), '/ __', num2str(0), '°'];
144-     disp(z);
145-     %Para evitar que el valor introducido no esté en el rango
146-     0-10
147-     if w>10
148-         w=10;
149-     end
150-     if w<0
151-         w=0;
152-     end
153-
154-     %Acción de la referencia
155-     Iref=w*sqrt(2);
156-
157-     [M1,F1]=bode(FTLC,2*pi*50); %Obtenemos la magnitud
158-     %y fase (en grados) de la función de transferencia a 50 Hz
159-     F1r=F1*(2*pi)/360; % Pasamos la fase a
160-     %radianes
161-     Isal_ref=Iref*M1*cos(F1r)+1i*Iref*M1*sin(F1r); %Corriente
162-     %de salida provocada por la referencia como a + bi
163-
164-     % Acción de la perturbación
165-     Vred=15*sqrt(2); %Tensión de red
166-
167-     [M2,F2]=bode(Gpert,2*pi*50);
168-     F2r=F2*(2*pi)/360;
169-     Isal_pert=M2*Vred*cos(F2r)+1i*Vred*M2*sin(F2r);
```

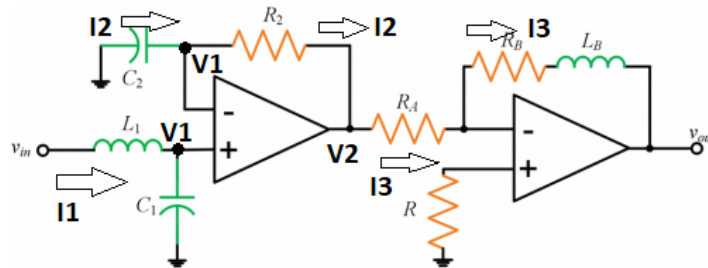


```
164-
165-     Isal=Isal_ref+Isal_pert;
166-
167-     x=['Isal=', num2str(abs(Isal)/sqrt(2)), '/__',
        num2str(angle(Isal)*360/(2*pi)), '°'];
168-     disp(x);
169-
170-     Error=2*Iref-Isal;
171-     k=['Error=',
        num2str(abs(Error)), '/__', num2str(angle(Error)*360/(2*pi)), '°
        en valor pico'];
172-     disp(k);
173-
174-     % wmin=1;
175-     % wmax=10e6;
176-     % j=2*pi*wmin;
177-     % k=2*pi*wmax;
178-     % i=50;
179-     % w=j:i:k;
180-     %Dibujamos los diagramas de bode
181-     figure(1); hold on;
182-     bode(PIR*G,{10e1,10e6},opts); grid on;
183-     bode(FTLC,{10e1,10e6},opts); grid on;
184-     bode(Gpert,{10e1,10e6},opts); grid on;
185-     legend('FTLA','FTLC','FTLC_perturbación');
186-     title('Bode Lazo de corriente PROPORCIONAL INTEGRAL
        RESONANTE'); hold off;
187-
188-     figure(2); hold on;
189-     bode(PIR,opts); grid on;
190-     legend('PIR');
191-     title('Bode controlador Proporcional Integral Resonante');
        hold off;
192-
193-     [~,~,~,BWr]=margin(FTLC);
194-     BW=BWr/(2*pi);
195-     y=['BW [KHz]=', num2str(BW/1e3), '          Kp=', num2str(Kp), '
        Tn [us]=', num2str(Tn*1e6), '          MF= ', num2str(MF), '          REF=',
        num2str(M1), '          desfase referencia [°]=',
        num2str(angle(Isal_ref)*360/(2*pi)), '          %PERTURBACIÓN=',
        num2str(M2*100), '          desfase perturbación [°]=',
        num2str(angle(Isal_pert)*360/(2*pi))];
196-     disp(y);
```

## APÉNDICE B. CÁLCULOS MATEMÁTICOS

### B- 1. FUNCIÓN DE TRANSFERENCIA CIRCUITO RESONANTE 1

El circuito y las fórmulas obtenidas no eran las correctas y por lo tanto se ha hallado una solución adecuada para poder implementar el control resonante.



Es de interés introducir la resistencia parasita de la inductancia L1 (la resistencia parasita de la inductancia LB no tiene efecto pues ya tiene la resistencia RB en serie. Simplemente tenemos esto en cuenta a la hora de escoger la resistencia RB y así quedará compensado) y recalcular la función de transferencia del circuito. Por un lado para comprobar que la salida es negativa y por lo tanto hay que añadir un inversor a la salida de este circuito, y por otro porque la adición de esta resistencia hace que el circuito sea como el deseado (el diseñado en el apartado 3.6).

Empezamos por calcular la corriente I1.

$$I1 = \frac{Vi * C1 * s}{L1 * C1 * s^2 + R1 * C1 * s + 1}$$

Conocida la corriente, calculamos la tensión V1 como:

$$V1 = Vi - I1 * (R1 + L1 * s)$$

Sustituimos I1 en esta ecuación y nos queda

$$V1 = Vi * \left( 1 - \frac{L1 * C1 * s^2 + R1 * C1 * s}{L1 * C1 * s^2 + R1 * C1 * s + 1} \right) = Vi * \frac{1}{L1 * C1 * s^2 + R1 * C1 * s + 1}$$

Conociendo V1, podemos hallar I2 de la siguiente manera

$$I2 = -V1 * C2 * s = Vi * \frac{C2 * s}{L1 * C1 * s^2 + R1 * C1 * s + 1}$$

Esta corriente es la que circula por la resistencia 2 y por lo tanto la tensión V2 se puede calcular como

$$V2 = V1 - R2 * I2 = V1 + V1 * R2 * C2 * s = V1 * (1 + R2 * C2 * s)$$

$$V2 = Vi * \frac{(1 + R2 * C2 * s)}{L1 * C1 * s^2 + R1 * C1 * s + 1}$$

Y siguiendo el mismo procedimiento, obtenemos I3

$$I3 = \frac{V2}{RA} = \frac{Vi}{RA} * \frac{(R2 * C2 * s + 1)}{L1 * C1 * s^2 + R1 * C1 * s + 1}$$



Para terminar, conociendo  $I_3$ , solo queda hallar  $V_o$ :

$$V_o = 0 - I_3 * (R_B + L_B * s) = -\frac{V_i}{R_A} * \frac{R_2 * C_2 * L_B * s^2 + s * (L_B + R_2 * R_B * C_2) + R_B}{L_1 * C_1 * s^2 + R_1 * C_1 * s + 1}$$

De esta manera la función de transferencia queda como:

$$\frac{V_o}{V_i} = \frac{1}{R_A} \frac{R_2 * C_2 * L_B * s^2 + s * (L_B + R_2 * R_B * C_2) + R_B}{L_1 * C_1 * s^2 + R_1 * C_1 * s + 1}$$

Y dejamos los coeficientes que multiplican  $s^2$  como 1, quedando la función de transferencia definitiva para el diseño:

$$\frac{V_o}{V_i} = \frac{R_2 * C_2 * L_B}{R_A * L_1 * C_1} \frac{s^2 + s * \left( \frac{1}{R_2 * C_2} + \frac{R_B}{L_B} \right) + \frac{R_B}{R_2 * C_2 * L_B}}{s^2 + \frac{R_1}{L_1} * s + \frac{1}{L_1 * C_1}}$$



## B- 2. ELECCIÓN DE COMPONENTES PARA RESONANTE 1

Como ya se ha dicho, nuestro objetivo es que la ecuación 3.8.3 y 3.8.4 sean idénticas. Se añaden a continuación ambas ecuaciones para proceder a los cálculos.

$$hc(s) = -\frac{R2 * C2 * LB}{RA * L1 * C1} * \frac{s^2 + \left(\frac{1}{R2 * C2} + \frac{RB}{LB}\right) * s + \frac{RB}{LB * R2 * C2}}{s^2 + s \frac{R1}{L1} + \frac{1}{L1 * C1}}$$

$$Resonante 50 \text{ Hz} = 1 * \frac{s^2 + (wc * (Krf + 1)) * s + w_0^2}{s^2 + wc * s + w_0^2}$$

Para que sean ambas ecuaciones iguales se deben cumplir las siguientes fórmulas

$$\frac{R2 * C2 * LB}{RA * L1 * C1} = 1 \quad (1)$$

$$\frac{1}{R2 * C2} + \frac{RB}{LB} = wc * (Krf + 1) \quad (2)$$

$$\frac{R1}{L1} = wc \quad (3)$$

$$\frac{1}{L1 * C1} = w_0^2 \quad (4)$$

$$\frac{RB}{LB * C2 * R2} = w_0^2 \quad (5)$$

Observando las ecuaciones, vemos como la (3) y (4) son independientes al resto. Para conseguir la resonancia deseada en la ecuación (4) debemos imponer un valor de L1 y calcular C1. Es de interés aumentar al máximo posible el valor de L1, para así poder bajar el valor de C1. Tomando L1=0.1 H, aplicamos la siguiente ecuación para hallar C1

$C1 = \frac{1}{L1 * w_0^2} = 101 \text{ } \mu\text{F}$ . Con  $w_0 = 2\pi 50$ . Es importante intentar conseguir el valor de capacidad lo más cercano posible, incluso incluir una capacidad variable para poder sintonizar la frecuencia de resonancia a 50 Hz como se desea. Sin embargo, al aumentar el ancho de banda por la imposición de Krf mayor, este valor puede tener más holgura.

El siguiente paso es, imponer LB=L1 y C2=C1, para mayor simplicidad. Ahora nos quedan por utilizar las ecuaciones (1), (2) y (5).

Ahora usamos la ecuación (3) para hallar  $R1 = wc * L1 = 3 \text{ } \Omega$

De la ecuación (1) extraemos RA=R2, al haber hecho las inductancias y capacidades iguales.

El siguiente paso por lo tanto es despejar RB de la ecuación (5) y sustituirlo en (2). Nos queda la ecuación (6).

$$RB = LB * C2 * R2 * w_0^2 \quad (6)$$



En la ecuación seis podemos ver como  $LB \cdot C_2 = 1/\omega_0^2$ , y por lo tanto concluimos que  $R_B = R_2$ . De esta manera, nos quedan  **$R_B = R_2 = R_A$**

Usando la ecuación (5) para sustituirla por el valor de  $R_b$  de la ecuación (2), es sencillo llegar a la ecuación de segundo grado (7)

$$C_2 \cdot \omega_0^2 \cdot R_2^2 - R_2 \cdot (\omega_c \cdot (K_{rf} + 1)) + \frac{1}{C_2} = 0 \quad (7)$$

Donde la variable pendiente de calcular es  $R_2$ . Utilizando la fórmula para hallar la solución de la ecuación de segundo grado, podemos suponer que valor debe tener la variable  $K_{rf}$ .

$a \cdot x^2 + b \cdot x + c = 0 \rightarrow$  Ecuación de segundo grado

$$\frac{-b \pm \sqrt{b^2 - 4ac}}{2a} \rightarrow \text{Solución a la ecuación de segundo grado}$$

Para que la solución sea real, se debe cumplir la condición de  $b^2 > 4ac$ . Empleando la ecuación (7) en esta desigualdad nos queda:

$$(\omega_c \cdot (K_{rf} + 1))^2 > 4 \cdot C_2 \cdot \omega_0^2 \cdot (1/C_2)$$

Operando esta desigualdad para despejar  $K_{rf}$ , nos queda

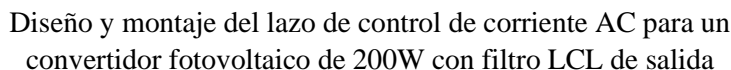
$$K_{rf} > 2 \cdot \frac{\omega_0^2}{\omega_c} - 1$$

De la cual aplicando los términos impuestos obtenemos  **$K_{rf} > 125$** .

En el apartado teórico se ha comprobado cómo no conviene aumentar  $K_{rf}$  por lo que se deja  $K_{rf} = 125$ . Así pues, ahora podemos aplicar la ecuación (7) con los parámetros y hallar sus dos soluciones para  $R_2$  y por lo tanto para todos los términos.

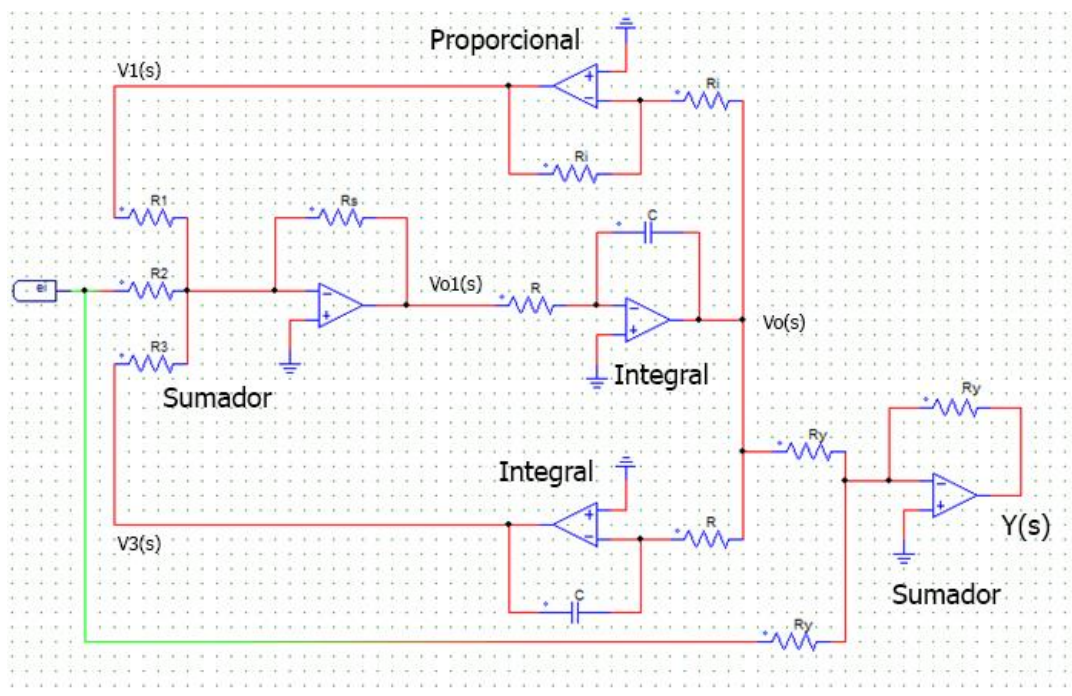
**$R_2 = 33.8 \, \Omega$ ;  $R_2 = 29.2 \, \Omega$ .**

Es conveniente escoger el valor de resistencia mayor posible, para disminuir la corriente de señal y así poder escoger resistencias pequeñas, las cuales disiparán muy poca potencia (interesante para el circuito de señal).



### B- 3. FUNCIÓN DE TRANSFERENCIA RESONANTE 2

El circuito es el mostrado en la imagen 3.8.13. Se incluye a continuación para la explicación de como se ha hallado su función de transferencia. Se han incluido nombres a las tensiones en cada punto de interés del circuito para paso a paso hallar su solución.



El objetivo es hallar  $Y(s)/E(s)$ . Para ello primero vamos a hallar  $V_o(s)/E(s)$ .

Para conocer  $V_1(s)$ , debemos conocer su función de transferencia que es

$$\frac{V1(s)}{Vo(s)} = -\frac{Ri}{Ri}; \quad V1(s) = -Vo(s);$$

Al tener las resistencias el mismo valor, la función de este bloque es simplemente multiplicar por menos uno  $V_o(s)$ . Continuamos ahora con  $V_2(s)$ ;

$$\frac{V3(s)}{Vo(s)} = -\frac{1}{RC}; \quad V3(s) = -Vo(s) * \frac{1}{s}; \text{escogiendo } RC = 1$$

Como puede verse si escogemos  $RC=1$ , el bloque integrador de la rama de abajo simplemente multiplica por menos uno y divide entre  $s$   $V_o(s)$ .

Ahora pasamos a la función de transferencia del sumador de la izquierda que es

$$V_{o1}(s) = -(\frac{R_s}{R_1} * V_1(s) + \frac{R_s}{R_2} * E(s) + \frac{R_s}{R_3} * V_3(s))$$

Es esta última ecuación, podemos sustituir los valores de  $V1(s)$  y  $V3(s)$ , quedando

$$Vo1(s) = -(-\frac{Rs}{R1} * Vo(s) + \frac{Rs}{R2} * E(s) - \frac{Rs}{R3} * Vo(s) * \frac{1}{s})$$

Y por último Vo(s) es



$$\frac{Vo(s)}{Vo1(s)} = -\frac{1}{RC * s}; \text{ donde al imponer de nuevo } RC = 1 \text{ queda } \rightarrow Vo(s) = -Vo1(s) * \frac{1}{s}$$

Uniendo las dos últimas ecuaciones llegamos a

$$Vo(s) = \frac{1}{s} * \left( -\frac{Rs}{R1} * Vo(s) + \frac{Rs}{R2} * E(s) - \frac{Rs}{R3} * Vo(s) * \frac{1}{s} \right)$$

Donde tenemos que operar para que quede Vo(s)/E(s).

Obtenemos

$$Vo(s) * \left( 1 + \frac{Rs}{R1 * s} + \frac{Rs}{R3} * \frac{1}{s^2} \right) = \frac{Rs}{R2 * s} * E(s)$$

Operando para simplificar queda

$$vo(s) * \left( \frac{R1 * R3 * s^2 + Rs * R3 * s + Rs * R1}{R1 * R3 * s^2} \right) = \frac{Rs}{R2 * s} * E(s)$$

$$\frac{Vo(s)}{E(s)} = \frac{\frac{Rs}{R2 * s} * R1 * R3 * s^2}{R1 * R3 * s^2 + Rs * R3 * s + Rs * R1}$$

Para dejarla como se desea, dividimos por R1\*R3 el numerador y denominador.

$$\frac{Vo(s)}{E(s)} = \frac{\frac{Rs}{R2} * s}{s^2 + \frac{Rs}{R1} s + \frac{Rs}{R3}}$$

Esta última ecuación tiene la forma deseada, y el sumador de la derecha lo único que hace es sumarla con uno, quedando finalmente

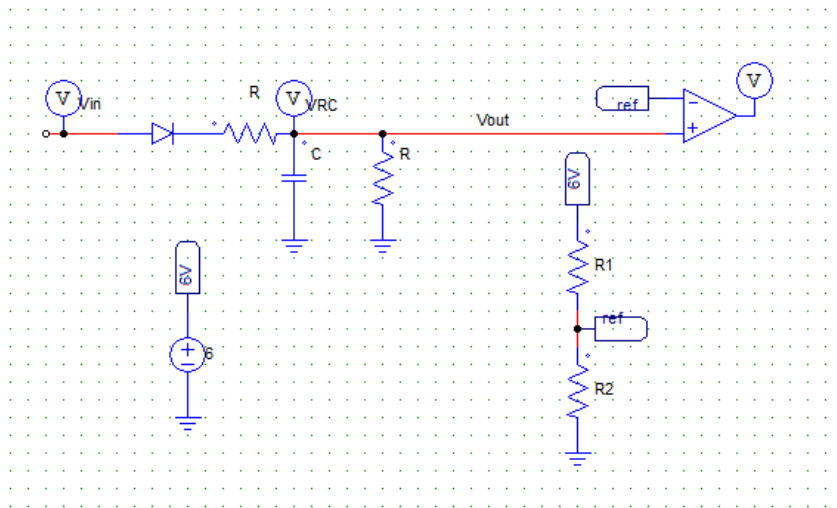
$$\frac{Y(s)}{E(s)} = -\left( 1 + \frac{\frac{Rs}{R2} * s}{s^2 + \frac{Rs}{R1} s + \frac{Rs}{R3}} \right)$$



## B- 4. CÁLCULOS PARA EL CIRCUITO TIEMPO MUERTO PRIMERA FORMA

- FUNCIÓN DE TRANSFERENCIA

El primer paso para llegar a la ecuación temporal del circuito es hallar su función de transferencia en el dominio  $s$  de Laplace. Para ello, las resistencias se toman como su valor resistivo y el condensador como  $1/Cs$ . El circuito a resolver se muestra de nuevo a continuación.



Para conocer la corriente que circula por el diodo, debemos conocer la impedancia total del circuito. Primero hacemos el paralelo entre  $R$  y  $C$

$$\frac{1}{Z_p} = \frac{1}{R} + Cs \rightarrow Z_p = \frac{R}{RCs + 1}$$

Y a continuación calculamos la impedancia total como

$$Z_t = R + Z_p = \frac{R^2Cs + 2R}{RCs + 1}$$

Por lo tanto la corriente que circula por el diodo es

$$I_d = V_{in} * \frac{1}{Z_t} = V_{in} * \frac{RCs + 1}{R^2Cs + 2R}$$

Conocida la corriente, calculamos la tensión de salida

$$V_{out} = V_{in} - I_d * R = V_{in} - V_{in} * \frac{RCs + 1}{R^2Cs + 2R} * R = V_{in} * \frac{1}{RCs + 2}$$

Y la función de transferencia queda

$$\frac{V_{out}}{V_{in}} = \frac{1/Rc}{s + \frac{2}{RC}}$$



- TEOREMA DEL VALOR FINAL (Chen, Lundberg, Davison, & Bernstein, 2007)

Aplicamos el teorema del valor final a la función de transferencia anterior, despejando  $V_{out}$  y teniendo en cuenta que  $V_{in}$  será como una entrada escalón de amplitud  $A$ , que en el dominio de Laplace es  $V_{in}=A/s$ .

$$v_{out}(t = \infty) = V_{out}(s \rightarrow 0) = \lim_{s \rightarrow 0} (s * \frac{A \frac{1/Rc}{s}}{s + \frac{2}{RC}}) = \frac{A}{2}$$

- TRANSFORMADA INVERSA

Hallamos la transformada inversa de  $V_{out}$ , teniendo de nuevo en cuenta  $V_{in}=A/s$ .

$$V_{out}(s) = \frac{A \frac{1/Rc}{s}}{s + \frac{2}{RC}}$$

Para realizar la tarea, reducimos  $V_{out}$  a fracciones simples

$$V_{out}(s) = \frac{r1}{s} + \frac{r2}{s + \frac{2}{RC}}$$

Donde los términos  $r1$  y  $r2$  se calculan de la siguiente manera

$$r1 = s * \frac{A \frac{1/Rc}{s}}{s + \frac{2}{RC}} ; \text{ cuando } s = 0 \rightarrow r1 = \frac{A}{2}$$

$$r2 = \left(s + \frac{2}{RC}\right) * \frac{A \frac{1/Rc}{s}}{s + \frac{2}{RC}} ; \text{ cuando } s = -\frac{2}{RC} \rightarrow r2 = -\frac{A}{2}$$

Conocidos los términos  $r1$  y  $r2$ ,

$$V_{out}(s) = \frac{A/2}{s} - \frac{A/2}{s + \frac{2}{RC}}$$

Y utilizando tablas de transformada de Laplace (Universidad de Oviedo, 2009)

$$v_{out}(t) = \frac{A}{2} - \frac{A}{2} * e^{-\frac{2}{RC}t} \rightarrow \text{Ecuación para carga}$$

Para hallar la ecuación de descarga, se ha notado que es la misma pero multiplicada por menos uno. Esto es debido a que para el caso de descarga, es como si la entrada fuera de referencia negativa. Pero además el valor final es cero, por lo que nos queda

$$v_{out}(t) = \frac{A}{2} e^{-\frac{2}{RC}t} \rightarrow \text{Ecuación para descarga}$$



- RESOLUCIÓN ECUACIÓN TEMPORAL

Para hallar los valores correctos de R y C, se parte del tiempo de retardo necesario, que es de 400 ns. A fin de evitar afectar en el apagado de los transistores, nos interesa que el retardo de 400 ns se de lo más cercano posible a la referencia. Se ha llegado a la imposición de que pasen 400 ns cuando la ecuación de carga ha alcanzado el 90% del valor final. Por lo tanto la ecuación a resolver es la siguiente

$$0.9 \frac{A}{2} = \frac{A}{2} - \frac{A}{2} * e^{-\frac{2}{RC} * t} \rightarrow \text{Con el valor de } t = \text{tiempo de retardo deseado (400 ns)}$$

Cancelamos el término A/2 pues está multiplicando en ambas partes de la igualdad

$$0.9 = 1 - e^{-\frac{2}{RC} * t} \rightarrow$$

Reordenamos términos

$$e^{-\frac{2}{RC} * t} = 1 - 0.9$$

$$e^{-\frac{2}{RC} * t} = 0.1$$

Y aplicamos logaritmo neperiano a ambos lados de la igualdad.

$$\ln e^{-\frac{2}{RC} * t} = \ln 0.1$$

$$-\frac{2}{RC} * t = \ln 0.1$$

Y finalmente despejamos RC

$$RC = -\frac{2 * t}{\ln 0.1}$$

Para el caso en el que las resistencias de carga Rc y de descarga Rd fueran distintas, la ecuación nos habría quedado así

$$\frac{Rc + Rd}{Rc * Rd * C} = -\frac{\ln 0.1}{t}$$

En la cual nos interesa por ejemplo, dar valor a las resistencias (elevado para evitar corrientes altas) y despejar C

$$C = -\frac{Rc + Rd}{Rc * Rd} * \frac{t}{\ln 0.1}$$

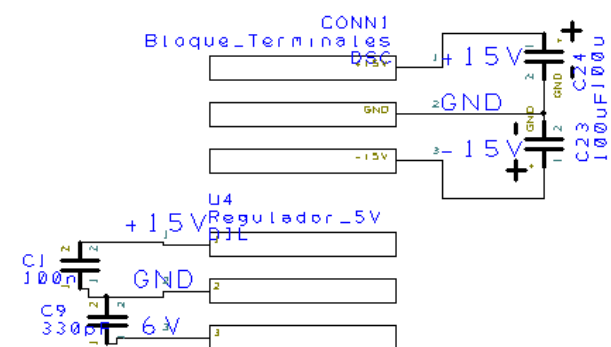
Para este caso, además será de interés que la resistencia de descarga sea menor o igual que la de carga, para evitar retrasos en el apagado de los semiconductores.



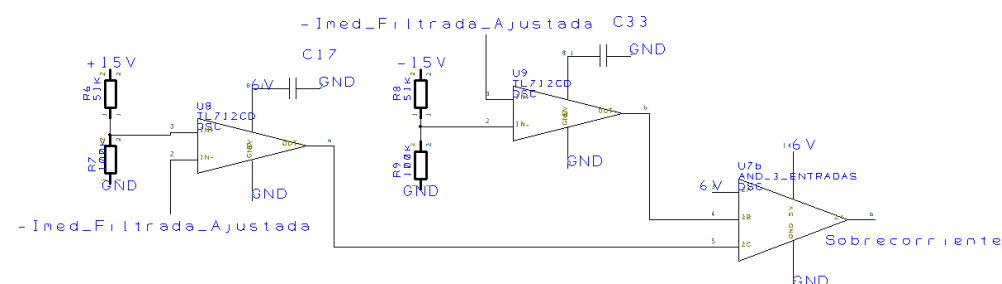
## APÉNDICE C. DISEÑO PCB

En este apéndice se muestran a continuación todo lo relativo al diseño de las PCBs realizadas. Para ello, se divide en cuatro diseños distintos, y se muestra de cada uno el esquemático, lista de componentes y Layout.

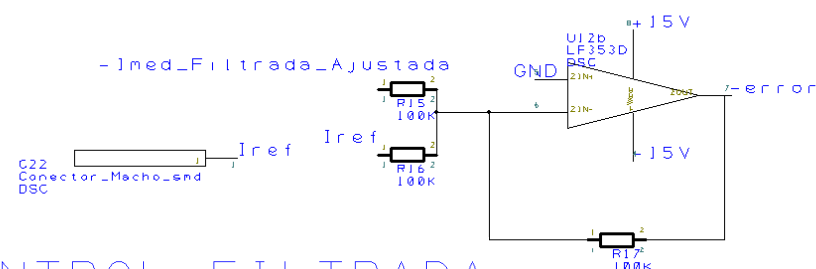
# ALIMENTACIÓN TRIANGULAR



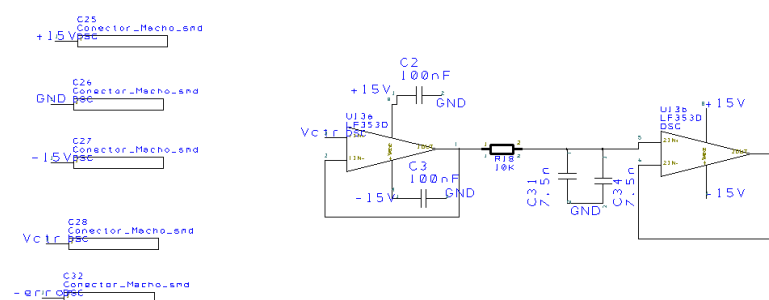
## SOBRECORRIENTE



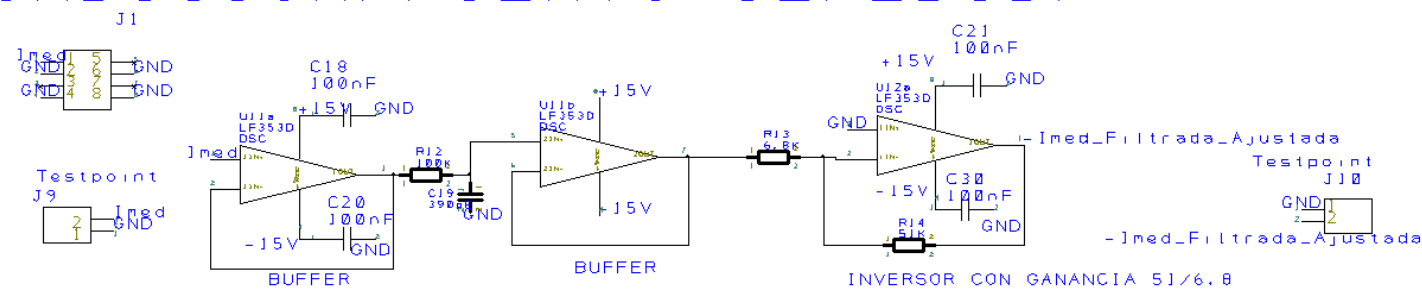
## RESTADOR INVERSOR



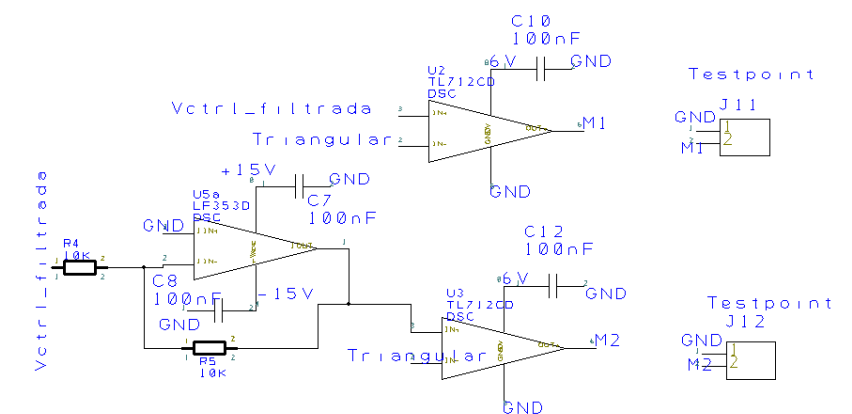
## TENSIÓN DE CONTROL FILTRADA



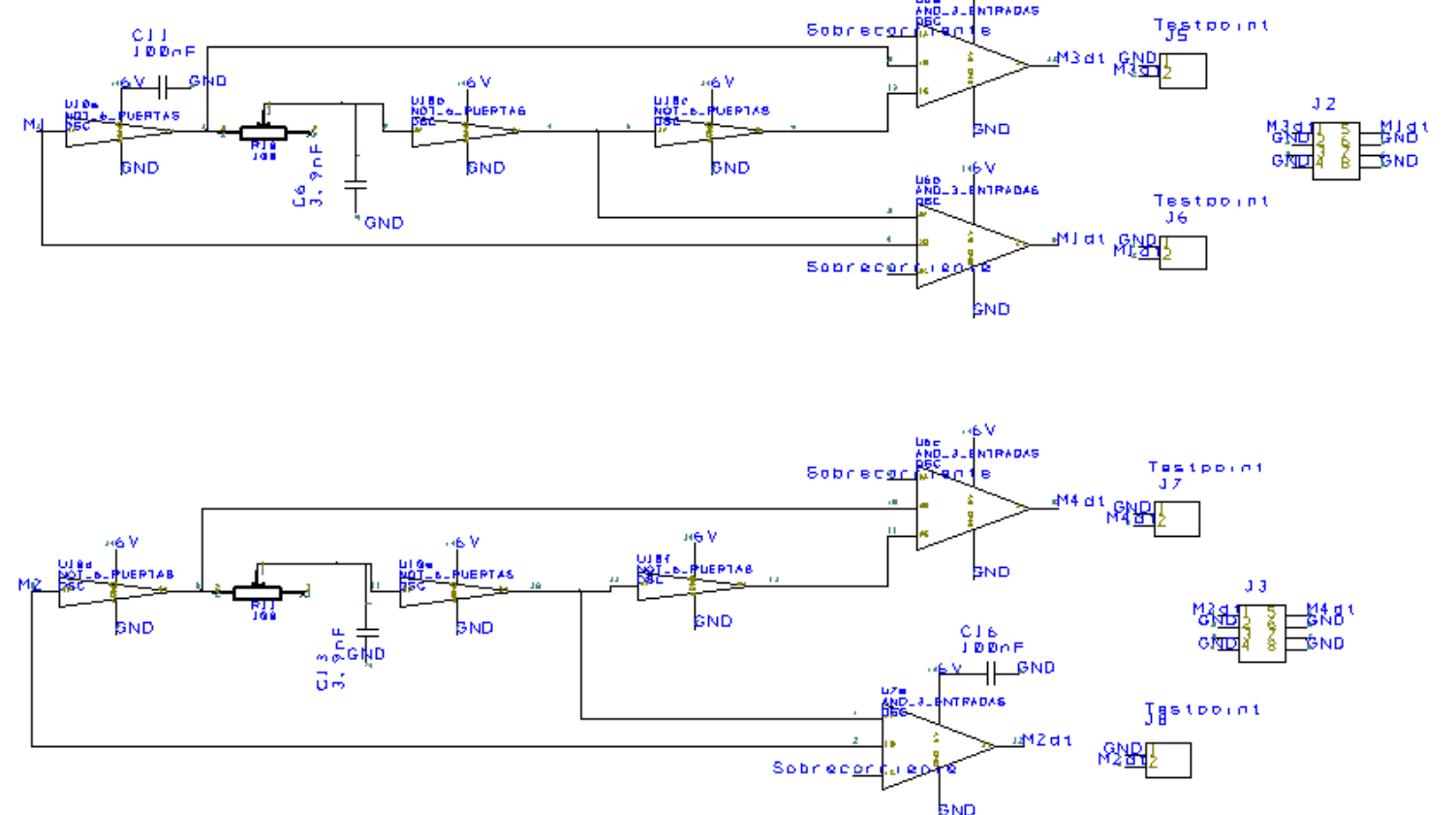
## ACONDICIONAMIENTO I\_MEDIDA



## COMPARADOR UNIPOLAR



## DEAD TIME



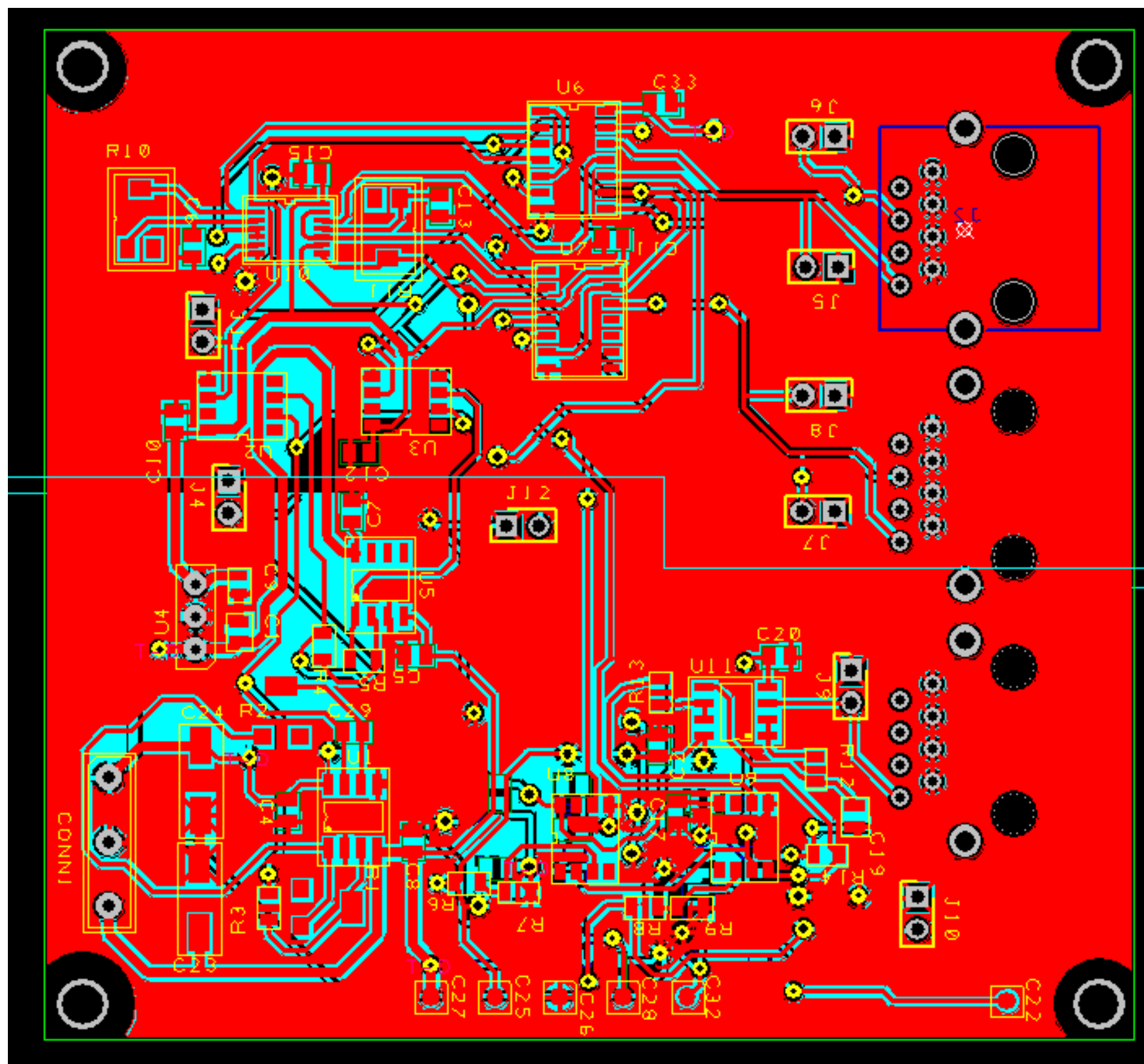
 Universidad Pública de Navarra <i>Nafarroako Unibertsitate Publikoa</i>	<b>E.T.S.I.I.T.</b>		DEPARTAMENTO: INGENIERÍA ELÉCTRICA Y ELECTRÓNICA		
	INGENIERÍA ELÉCTRICA Y ELECTRÓNICA				
PROYECTO: <b>DISEÑO Y MONTAJE DEL LAZO DE CONTROL DE CORRIENTE AC PARA UN CONVERTIDOR FOTOVOLTAICO DE 200W CON FILTRO LCL DE SALIDA</b>			REALIZADO: Barrado Guezala, Josu		
			APÉNDICE: C-1		
PLANO: ESQUEMÁTICO PCB PRINCIPAL			FECHA: 20/10/2020	ESCALA: _____	Nº PLANO: 01

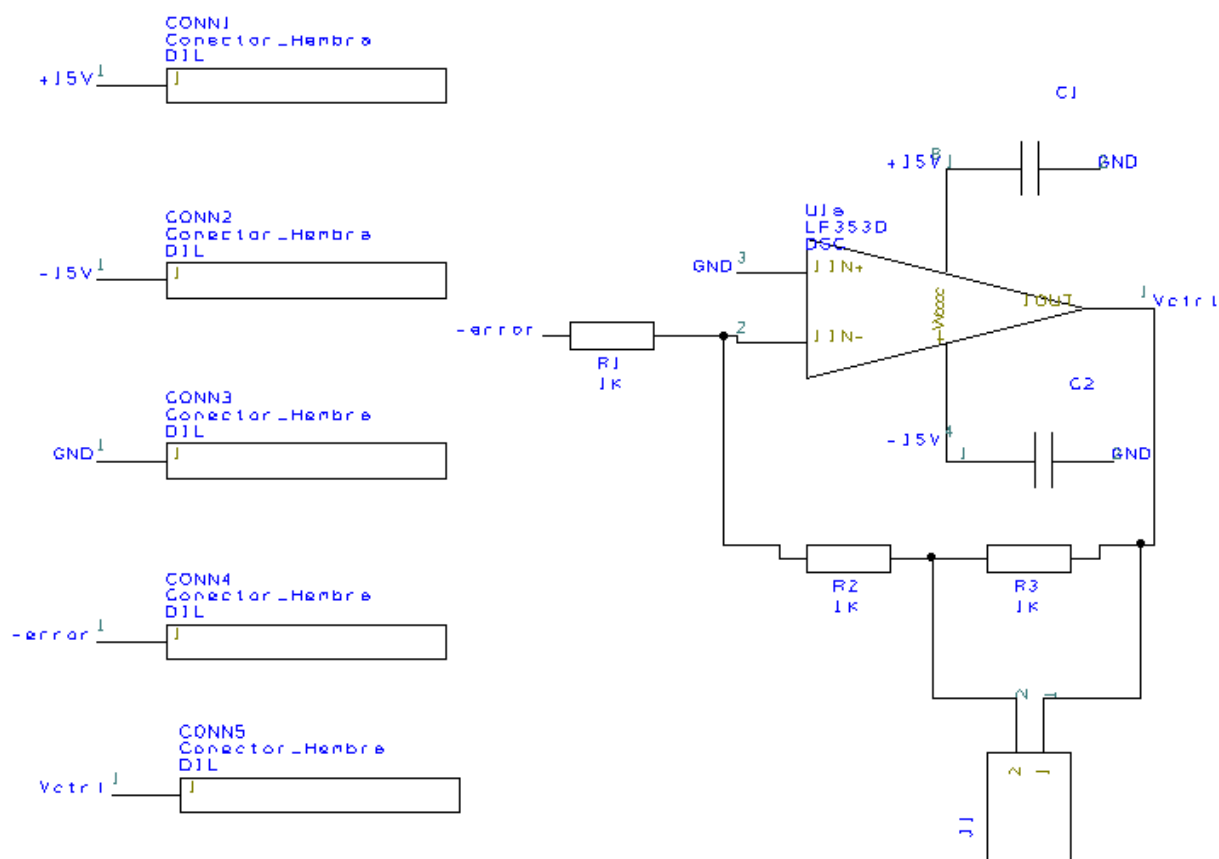


## C-1. LISTA DE COMPONENTES PCB PRINCIPAL

	NOMBRE	Información	Otras características	ENCAPSULADO	DISTRIBUIDOR	REF. DISTRIBUIDOR	FABRICANTE	REF. Fabricante	CANTIDAD	PRECIO UD.	PRECIO T.	Enlace
PCB PRINCIPAL	C1,C2,C3,C4,C5,C7,C8, C10,C11,C12,C15,C16,C17, C18,C20,C21,C30,C33	100 nF	16V, 10%	smd 0805	RS	648-0957	<a href="#">KEMET</a>	C0805C104K4RACTU	18	0.035	0.63	<a href="#">Link</a>
	C31, C34	4.7nF, 2.7nF	50V, 5%	smd 0805	RS	820-2838	<a href="#">Murata</a>	GRM2195C1H752JA01D	1	0.244	0.244	<a href="#">Link</a>
	C9	330 nF	50V, 10%	smd 0805	RS	766-1059	<a href="#">Samsung Electro-Mechanics</a>	CL21B334KBF4PNF	1	0.087	0.087	<a href="#">Link</a>
	C29	330 pF	100V, 5%	smd 0805	RS	298-9286	<a href="#">KEMET</a>	C0805C331J1GACTU	1	0.117	0.117	<a href="#">Link</a>
	C6	3.9nF	50V, 5%	smd 0805	RS	723-6284	<a href="#">KEMET</a>	GRM2165C1H392JA01D	2	0.189	0.378	<a href="#">Link</a>
	C19	390pF	100V, 5%	smd 0805	RS	652-0730	<a href="#">Vishay</a>	VJ0805A391JXBAC	1	0.053	0.053	<a href="#">Link</a>
	C24,C23	100uF	electrol. 16V,20%	smd	RS	537-0433	<a href="#">Panasonic</a>	EEEFK1C101P	2	0.474	0.948	<a href="#">Link</a>
	R4,R5,R18	10K	125 mW, 1%	smd 0805	RS	740-8975	<a href="#">Bourns</a>	CR0805-FX-1002GLF	3	0.023	0.069	<a href="#">Link</a>
	R3	27K	100 mW, 0.1%	smd 0805	RS	866-7361	<a href="#">TE Connectivity</a>	CPF-A-0805B27KE1	1	0.102	0.102	<a href="#">Link</a>
	R	7.5K	125 mW, 1%	smd 0805	RS	865-4557	<a href="#">Panasonic</a>	ERJU06F7501V	1	0.045	0.045	<a href="#">Link</a>
	R7,R9,R12,R15,R16,17	100K	125 mW, 1%	smd 0805	RS	788-3997	<a href="#">Bourns</a>	CR0805-FX-1003ELF	6	0.035	0.21	<a href="#">Link</a>
	R13	6.8K	125 mW, 1%	smd 0805	RS	679-1651	<a href="#">Vishay</a>	CRCW08056K80FKEA	1	0.018	0.018	<a href="#">Link</a>
	R14, R6, R8	51K	125 mW, 1%	smd 0805	RS	679-1525	<a href="#">Vishay</a>	CRCW080551K0FKEA	3	0.005	0.015	<a href="#">Link</a>
	R1,R2	pot 100K	200mW, 20%	smd	RS	726-3813	<a href="#">Panasonic</a>	EVM1DSX30B15	2	0.48	0.96	<a href="#">Link</a>
	R10,R11	pot 100	100 mW, 25%	smd	RS	743-2485	<a href="#">Bourns</a>	TC33X-2-101E	2	0.298	0.596	<a href="#">Link</a>
	U2, U3, U8, U9	TL712CD	comparador de alta velocidad	smd	RS	732-1004	<a href="#">Texas Instruments</a>	TL712CD	4	2.02	8.08	<a href="#">Link</a>
	U1, U5, U11, U12, U13	LF353D	OpAmp	smd	RS	517-2144	<a href="#">Texas Instruments</a>	LF353D	5	0.668	3.34	<a href="#">Link</a>
	U6, U7	AND	3 in 3 puertas	smd	RS	663-0468	<a href="#">Texas Instruments</a>	CD74HCT11M	2	0.462	0.924	<a href="#">Link</a>
	U10	NOT	6 puertas	smd	RS	186-8644	<a href="#">ON Semiconductor</a>	MC74VHC04DTR2G	1	0.269	0.269	<a href="#">Link</a>
	U4	Regulador lineal	6V, 2.2 A	Through Hole	RS	516-6177	<a href="#">ON Semiconductor</a>	MC7806CTG	1	0.64	0.64	<a href="#">Link</a>
	J1, J2, J3	Conector	RJ45	Through Hole	RS	809-4911	<a href="#">MH Connectors</a>	MHRJ88NFVS	3	1.9	5.7	<a href="#">Link</a>
	C25, C26, C27, C28, C32	Conector	macho PCB	smd	RS	701-9953	<a href="#">Preci-Dip</a>	800-80-010-30-480101	1	1.021	1.021	<a href="#">Link</a>
	J4, J5, J6, J7, J8. J9, J10, J11, J12	Test point	NO MONTADOS	Through Hole	RS	896-7620	<a href="#">Molex</a>	42375-0002	0	0.065	0	<a href="#">Link</a>
TOTAL=										24.45€		

## C-1. LAYOUT PCB PRINCIPAL





Universidad Pública  
de Navarra  
Nafarroako  
Unibertsitate Publikoa

**E.T.S.I.I.T.**

INGENIERÍA ELÉCTRICA Y  
ELECTRÓNICA

DEPARTAMENTO:

**INGENIERÍA ELÉCTRICA Y  
ELECTRÓNICA**

PROYECTO:

**DISEÑO Y MONTAJE DEL LAZO DE CONTROL DE CORRIENTE AC  
PARA UN CONVERTIDOR FOTOVOLTAICO DE 200W CON FILTRO  
LCL DE SALIDA**

REALIZADO:

Barrado Guezala, Josu

APÉNDICE: C-2

PLANO:

ESQUEMÁTICO PCB CONTROL P

FECHA:

20/10/2020

ESCALA:

—

Nº PLANO:

02

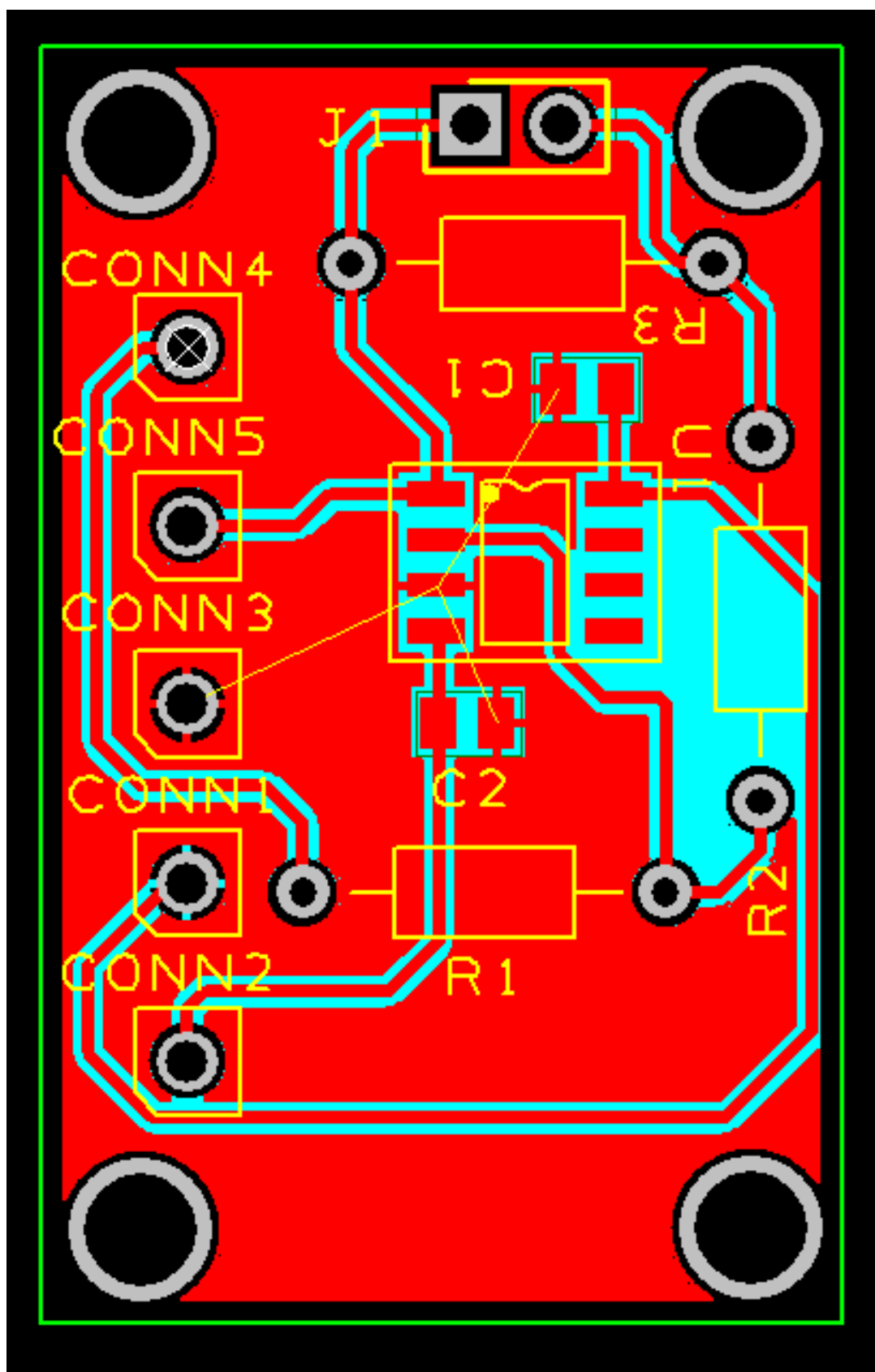


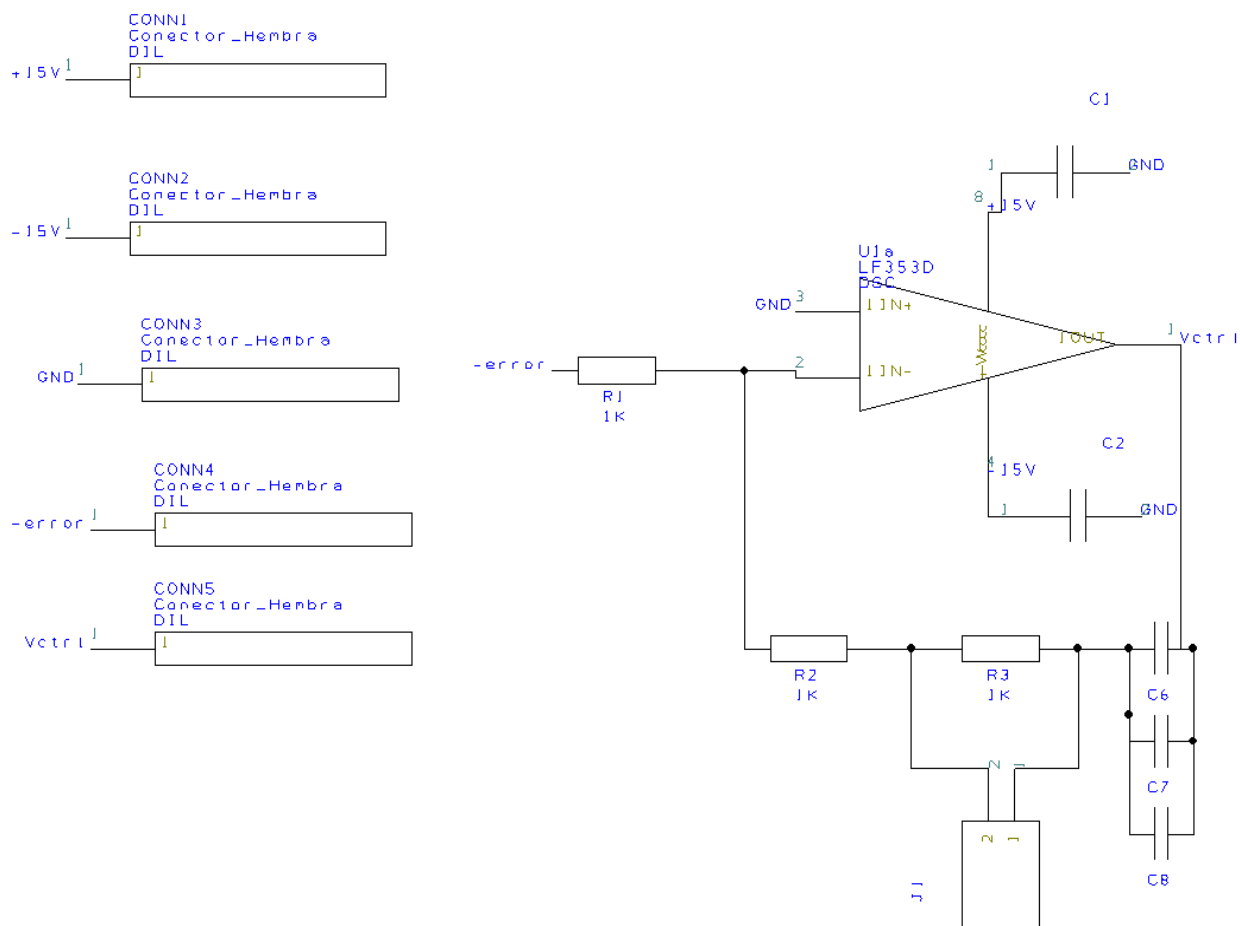


## C-2. LISTA DE COMPONENTES PCB CONTROL PROPORCIONAL

	NOMBRE	Información	Otras características	ENCAPSULADO	DISTRIBUIDOR	REF. DISTRIBUIDOR	FABRICANTE	REF. Fabricante	CANTIDAD	PRECIO UD.	PRECIO T.	Enlace
CONTROL P	U1	LF353D	OpAmp	smd	RS	517-2144	<a href="#">Texas Instruments</a>	LF353D	1	0.668	0.668	<a href="#">Link</a>
	CONN1, CONN2, CONN3, CONN4, CONN5	Conector	Hembra	Through Hole	RS	267-7400	<a href="#">Winslow</a>	W35520TRC	1	0.615	0.615	<a href="#">Link</a>
	J1	Conector	Macho, JUMPER	Through Hole	RS	896-7620	<a href="#">Molex</a>	42375-0002	1	0.065	0.065	<a href="#">Link</a>
	R1,R2	10K	330 mW, 5%	Through Hole	RS	131-378	<a href="#">TE Connectivity</a>	CFR25J10K	2	0.046	0.092	<a href="#">Link</a>
	R3	13K	500 mW, 5%	Through Hole	RS	187-0927	<a href="#">TE Connectivity</a>	ROX05SJ13K	1	0.047	0.047	<a href="#">Link</a>
	C1, C2	100 nF	16V, 10%	smd 0805	RS	648-0957	<a href="#">KEMET</a>	C0805C104K4RACTU	2	0.035	0.07	<a href="#">Link</a>
										TOTAL=	1.557	

## C-2. LAYOUT PCB CONTROL PROPORCIONAL





Universidad Pública  
de Navarra  
Nafarroako  
Unibertsitate Publikoa

**E.T.S.I.I.T.**

INGENIERÍA ELÉCTRICA Y  
ELECTRÓNICA

DEPARTAMENTO:

**INGENIERÍA ELÉCTRICA Y  
ELECTRÓNICA**

PROYECTO:

**DISEÑO Y MONTAJE DEL LAZO DE CONTROL DE CORRIENTE AC  
PARA UN CONVERTIDOR FOTOVOLTAICO DE 200W CON FILTRO  
LCL DE SALIDA**

REALIZADO:

Barrado Guezala, Josu

APÉNDICE: C-3

PLANO:

ESQUEMÁTICO PCB CONTROL PI

FECHA:

20/10/2020

ESCALA:

—

Nº PLANO:

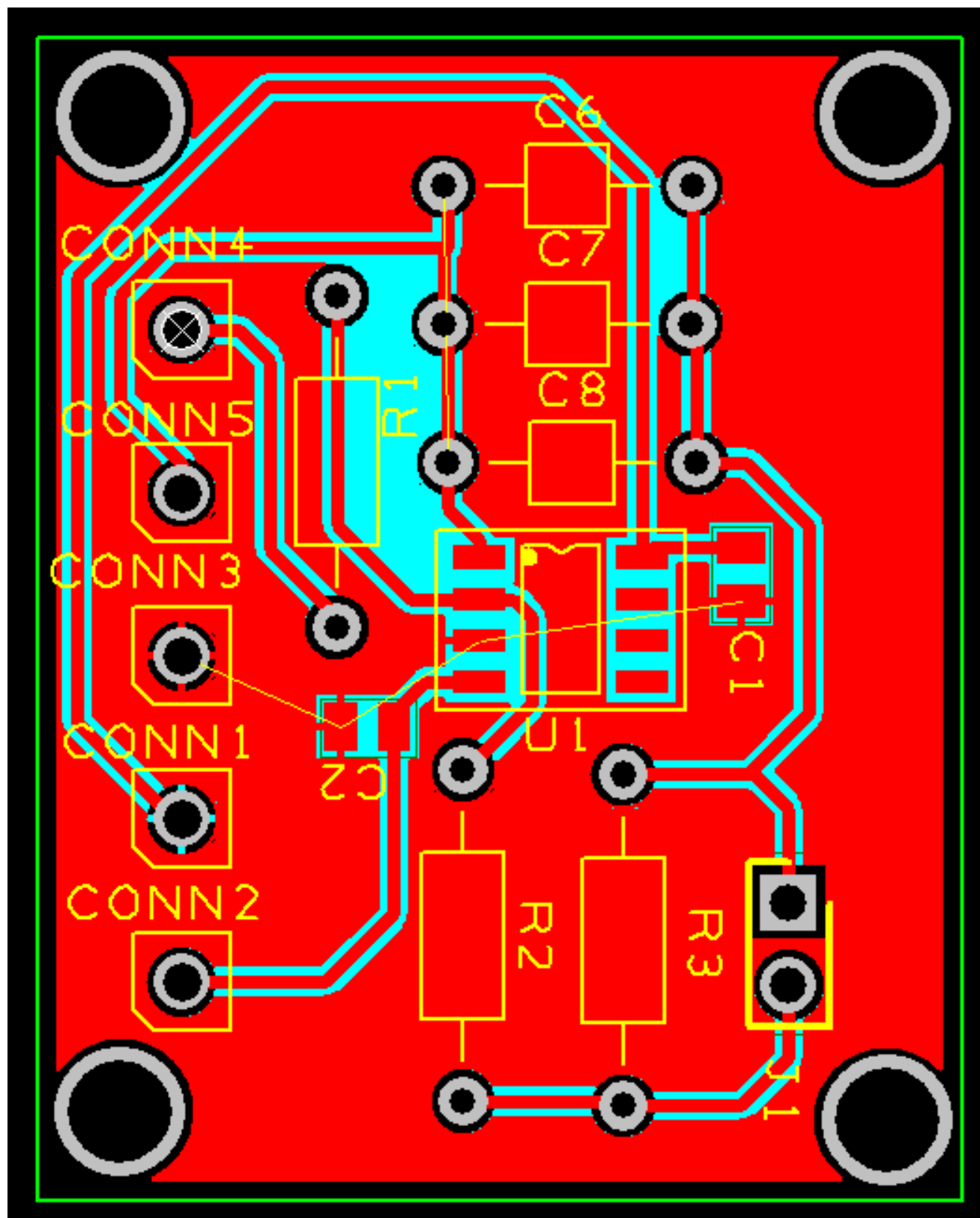
03

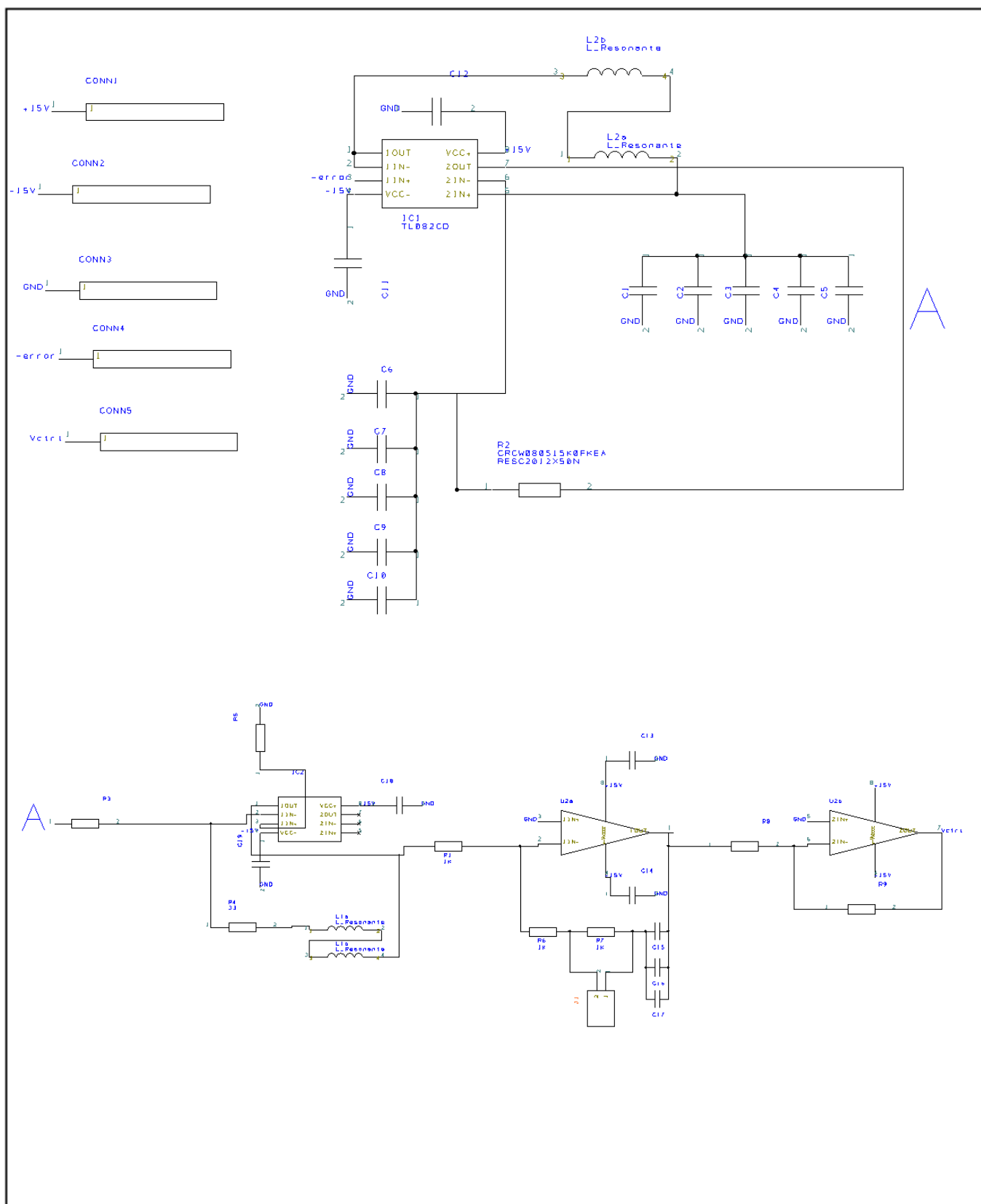


### C-3. LISTA DE COMPONENTES CONTROL PROPORCIONAL INTEGRAL

	NOMBRE	Información	Otras características	ENCAPSULADO	DISTRIBUIDOR	REF. DISTRIBUIDOR	FABRICANTE	REF. Fabricante	CANTIDAD	PRECIO UD.	PRECIO T.	Enlace
CONTROL PI	CONN1, CONN2, CONN3, CONN4, CONN5	Conector	Hembra	Through Hole	RS	267-7400	<a href="#">Winslow</a>	W35520TRC	1	0.615	0.615	<a href="#">Link</a>
	C1, C2	100 nF	16V, 10%	smd 0805	RS	648-0957	<a href="#">KEMET</a>	C0805C104K4RACTU	2	0.035	0.07	<a href="#">Link</a>
	R1	10K	330 mW, 5%	Through Hole	RS	131-378	<a href="#">TE Connectivity</a>	CFR25J10K	1	0.046	0.046	<a href="#">Link</a>
	R2	7.5K	500 mW, 5%	Through Hole	RS	187-0887	<a href="#">TE Connectivity</a>	ROX05SJ7K5	1	0.047	0.047	<a href="#">Link</a>
	R3	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	<a href="#">Link</a>
	C6	8.2F	50V, 5%	Through Hole	RS	194-0520	<a href="#">TDK</a>	FG28C0G1H822JNT00	1	0.252	0.252	<a href="#">Link</a>
	C7	3.9nF	50V, 5%	Through Hole	RS	194-0512	<a href="#">TDK</a>	FG28C0G1H392JNT00	1	0.201	0.201	<a href="#">Link</a>
	C8	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	
	U1	LF353D	OpAmp	smd	RS	517-2144	<a href="#">Texas Instruments</a>	LF353D	1	0.668	0.668	<a href="#">Link</a>
	J1	Conector	Macho, JUMPER	Through Hole	RS	896-7620	<a href="#">Molex</a>	42375-0002	0	0.065	0	<a href="#">Link</a>
										TOTAL=	1.899	

### C-3. LAYOUT CONTROL PROPORCIONAL INTEGRAL





Universidad Pública  
de Navarra  
Nafarroako  
Unibertsitate Publikoa

**E.T.S.I.I.T.**

INGENIERÍA ELÉCTRICA Y  
ELECTRÓNICA

DEPARTAMENTO:

INGENIERÍA ELÉCTRICA Y  
ELECTRÓNICA

PROYECTO:

**DISEÑO Y MONTAJE DEL LAZO DE CONTROL DE CORRIENTE AC  
PARA UN CONVERTIDOR FOTOVOLTAICO DE 200W CON FILTRO  
LCL DE SALIDA**

REALIZADO:

Barrado Guezala, Josu

APÉNDICE: C-4

PLANO:

**ESQUEMÁTICO PCB CONTROL PIR**

FECHA:

20/10/2020

ESCALA:

—

Nº PLANO:

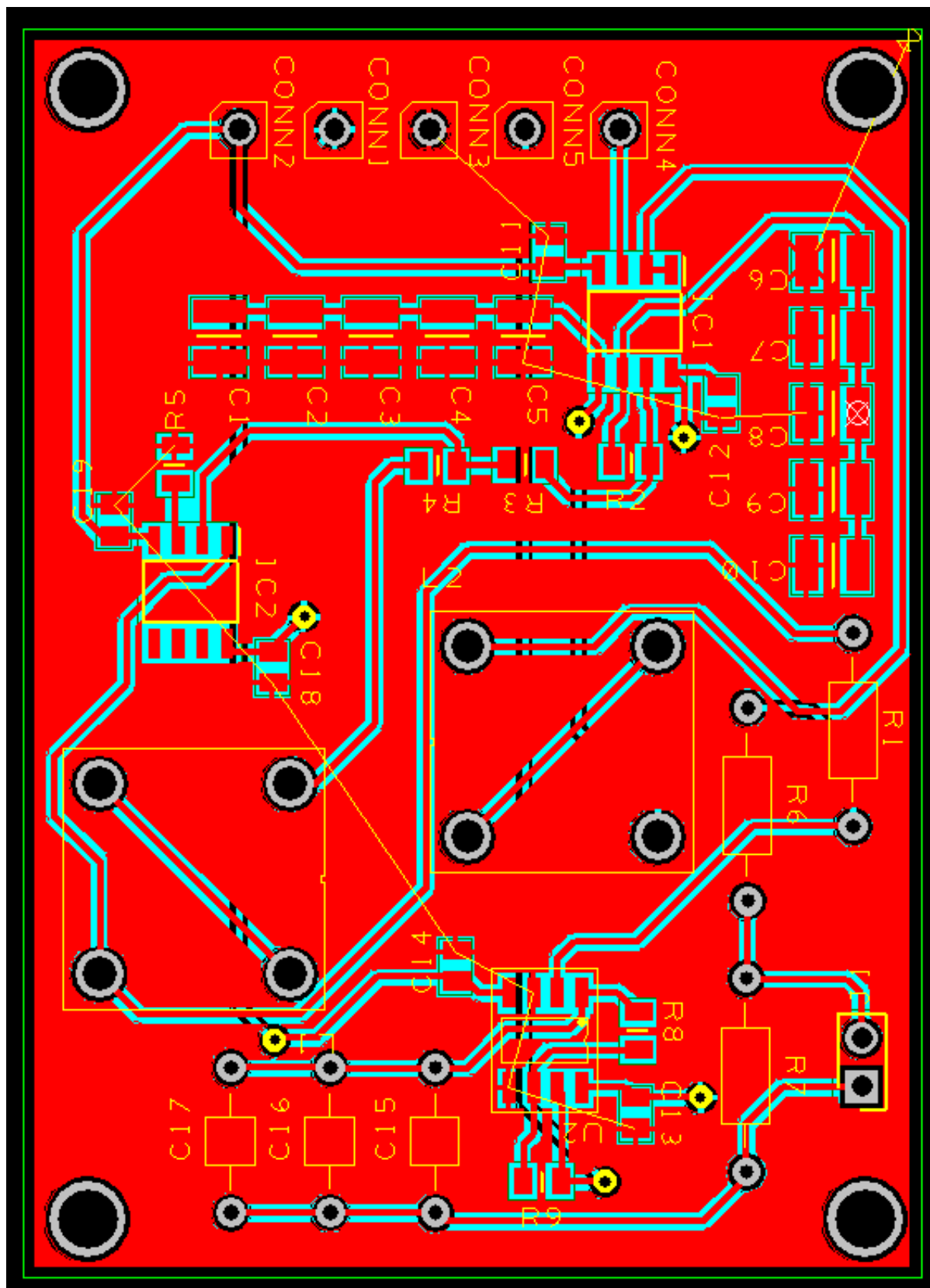
04



#### C-4. LISTA DE COMPONENTES PCB CONTROL PROPORCIONAL INTEGRAL RESONANTE

	NOMBRE	Información	Otras características	ENCAPSULADO	DISTRIBUIDOR	REF. DISTRIBUIDOR	FABRICANTE	REF. Fabricante	CANTIDAD	PRECIO UD.	PRECIO T.	Enlace
CONTROL PIR	CONN1, CONN2, CONN3, CONN4, CONN5	Conector	Hembra	Through Hole	RS	267-7400	<a href="#">Winslow</a>	W35520TRC	1	0.615	0.615	<a href="#">Link</a>
	J1	Conector	Macho, JUMPER	Through Hole	RS	896-7620	<a href="#">Molex</a>	42375-0002	0	0.065	0	<a href="#">Link</a>
	C11, C12, C13, C14, C18, C19	100 nF	16V, 10%	smd 0805	RS	648-0957	<a href="#">KEMET</a>	C0805C104K4RACTU	6	0.035	0.21	<a href="#">Link</a>
	L1, L2	100mH	Rdc 6.6, 50%	Through Hole	RS	871-1553	<a href="#">EPCOS</a>	B82731T2301A020	2	2.477	4.954	<a href="#">Link</a>
	IC1, IC2	TL082CD	OpAmp	smd	RS	661-1404	<a href="#">Texas Instruments</a>	TL082CD	2	0.623	1.246	<a href="#">Link</a>
	C1, C2, C3, C4, C5, C6, C7, C8, C9, C10	47uF	16V, 10%	smd 1210	RS	846-7369	<a href="#">Murata</a>	GRM32EC81C476KE15L	2	0.634	1.268	<a href="#">Link</a>
		470nF	50V, 10%	smd 1210	RS	648-0705	<a href="#">KEMET</a>	C1210C474K5RACTU	2	0.191	0.382	<a href="#">Link</a>
		2.2uF	100V, 10%	smd 1210	RS	788-3085	<a href="#">TDK</a>	C3225X7R2A225K230AB	2	0.53	1.06	<a href="#">Link</a>
		1uF	50V, 10%	smd 1210	RS	915-5418	<a href="#">TDK</a>	CGA6L2X7R1H105K160AA	2	0.207	0.414	<a href="#">Link</a>
	R2, R3, R4	33	125 mW, 1%	smd 0805	RS	223-0225	<a href="#">TE Connectivity</a>	CRG0805F33R	3	0.01	0.03	<a href="#">Link</a>
	R5	10K	125 mW, 1%	smd 0805	RS	740-8975	<a href="#">Bourns</a>	CR0805-FX-1002GLF	1	0.01	0.01	<a href="#">Link</a>
	R6	7.5K	250mW, 0.1%	Through Hole	RS	754-6941	<a href="#">TE Connectivity</a>	YR1B7K5CC	1	0.52	0.52	<a href="#">Link</a>
	R1	10K	250 mW, 5%	Through Hole	RS	125-1153	<a href="#">TE Connectivity</a>	CFR16J10K	1	0.067	0.067	<a href="#">Link</a>
	R7	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	
	C15	67 nF	50V, 10%	Through Hole	RS	194-0536	TDK	FG28X7R1H683KNT00	1	0.15	0.15	<a href="#">Link</a>
	C16											
	C17											
	R8, R9	15K	125 mW, 1%	smd 0805	RS	679-0908	<a href="#">Vishay</a>	CRCW080515K0FKEA	2	0.035	0.07	<a href="#">Link</a>
	U2	LF353D	OpAmp	smd	RS	517-2144	<a href="#">Texas Instruments</a>	LF353D	1	0.668	0.668	<a href="#">Link</a>
										<b>TOTAL=</b>	<b>11.664</b>	

## C-4. LAYOUT PCB CONTROL PROPORCIONAL INTEGRAL RESONANTE







## Bibliografía

- A. R. Lopez-Nunez, J. D. (2016). Proportional Integral Resonant Controller for Current Harmonics Mitigation in a Wind Energy Conversion System. *Int. Power Electron. Congr. -CIEP*, 232-237.
- Aránguez, E., Ordóñez, J., Serrano, J., Aragonés, N., Fernández-Patier, R., & Gandarillas, A. (1999). *Contaminantes atmosféricos y su vigilancia. REv. Esp. Salud Pública*. Obtenido de [http://scielo.isciii.es/scielo.php?script=sci\\_arttext&pid=S1135-57271999000200003](http://scielo.isciii.es/scielo.php?script=sci_arttext&pid=S1135-57271999000200003)
- Asadnabizadeh, M. (2019). Development of UN Framework Convention on Climate Change Negotiations under COP25:Article 6 of the Paris Agreement perspective. *De Gruyter*.
- C2ES. (2017). *History of UN Climate Talks*. Obtenido de <https://www.c2es.org/content/history-of-un-climate-talks/>
- Calvo, D., Molina, M., & Salvachúa, J. (2009). *Ciencias de la tierra y medioambientales. 5ª ed.* Madrid: The McGraw-Hill Companies.
- Chen, J., Lundberg, K., Davison, D., & Bernstein, D. (2007). The Final Value Theorem Revisited - Infinite Limits and Irrational Functions. *IEEE Control Systems Magazine*, vol. 27, no. 3, 97-99. Obtenido de <https://ieeexplore.ieee.org/abstract/document/4213171>
- CRESPO MARTINEZ, A., DE FRANCISCO GARCÍA, A., FERNÁNDEZ GONZÁLEZ, J., HERRERO GARCÍA, M., DE JUANA SARDÓN, J., & SANTOS GARCÍA, F. (2003). *energías renovables para el desarrollo sustentable*. Paraninfo. Obtenido de <https://books.google.es/books?hl=es&lr=&id=NyvcConR-xoC&oi=fnd&pg=PR3&dq=energ%C3%ADas+renovables+para+el+desarrollo+sustentable&ots=7HtUCyowr&sig=NSkbGoZemp6tSyVUbck6trtCQRE#v=onepage&q&f=false>
- Denman, K. G. (2007). *Climate Change 2007: The Physical Science Basis. Contribution of Working Group I to the Fourth Assessment Report of the Intergovernmental Panel on Climate Change*. Cambridge, United Kingdom: Cambridge University Press. Obtenido de <https://www.ipcc.ch/site/assets/uploads/2018/02/ar4-wg1-chapter7-1.pdf>
- España, G. d. (16 de Enero de 2018). *Principales elementos del Acuerdo de París*. Obtenido de <https://www.miteco.gob.es/es/cambio-climatico/temas/el-proceso-internacional-de-lucha-contra-el-cambio-climatico/naciones-unidas/elmentos-acuerdo-paris.aspx>
- Fernández Cuesta, C., & Fonti de García, L. (2007). EL PROTOCOLO DE KIOTO Y LOS COSTOS AMBIENTALES. *Revista del Instituto International de Costos*.
- Herber Ramírez, J. (2006). *Inversor elevador mono - etapa. Tesis Maestría*. La Puebla.
- Iberdrola. (28 de Noviembre de 2019). *ACUERDOS INTERNACIONALES SOBRE EL CAMBIO CLIMÁTICO*. Obtenido de <https://www.iberdrola.com/medio-ambiente/acuerdos-internacionales-sobre-el-cambio-climatico>
- IDAE. (2018). *Instituto para la Diversificación y Ahorro de la Energía*. Obtenido de <http://sieeweb.idae.es/consumofinal/bal.asp?txt=2018&tipbal=t>
- IEA. (2020). *Data and statistics*.
- Lawsone, D. (2007). Columna. *The Independent*.



- López Prol, J., & W. Steininger, K. (2017). Photovoltaic self-consumption regulation in Spain: Profitability analysis and alternative regulation schemes. *Energy Policy*.
- Lorca Alcalá, J. (2015). El impacto de la crisis del petróleo de 1973 en el contexto económico español. *Espacio, tiempo y forma*, 165-180.
- Lumbreras, D., Schobre, T., & Mallwitz, R. (2020). Systematic and Easy-To-Use Design Procedure for Proportional-Integral-. Assigned jointly to the European Power Electronics and Drives Association & the Institute of Electrical and Electronics Engineers (IEEE).
- Martínez, J., & Fernández Bremauntz, A. (2005). *Cambio climático: Una visión desde México*. México: Secretaría de medioambiente y recursos naturales.
- Medicina, F. d. (2015). *La contaminación del aire y los problemas respiratorios*. Rev. Fac. Med. Obtenido de [http://www.scielo.org.mx/scielo.php?script=sci\\_arttext&pid=S0026-17422015000500044](http://www.scielo.org.mx/scielo.php?script=sci_arttext&pid=S0026-17422015000500044)
- Mei, L., Williams, D., & Eberle, W. (2013). *A predictive analog dead-time control circuit for a buck converter*. Regina, SK: Canadian Conference on Electrical and Computer Engineering (CCECE). Obtenido de <https://ieeexplore.ieee.org/document/6567695>
- OMS. (2014). Obtenido de <https://www.who.int/mediacentre/news/releases/2014/air-pollution/es/>
- OMS. (2016). Obtenido de [https://www.who.int/quantifying\\_ehimpacts/publications/PHE-prevention-diseases-infographic-ES.pdf?ua=1](https://www.who.int/quantifying_ehimpacts/publications/PHE-prevention-diseases-infographic-ES.pdf?ua=1)
- OMS. (2016). Obtenido de <https://www.who.int/es/news-room/detail/15-03-2016-an-estimated-12-6-million-deaths-each-year-are-attributable-to-unhealthy-environments>
- Payan, B. O. (2018). *Diseño y montaje de una instalación fotovoltaica de 200W con convertidor multifuncional*. Pamplona: UPNA. Obtenido de <https://hdl.handle.net/2454/29141>
- Power Electronics. (2006). NOTAS DE APLICACIÓN. ARMÓNICOS EN SECTORES INDUSTRIALES. *Power Electronics*, 2-3. Obtenido de [http://www.downloads.power-electronics.com/16%20POWER%20ACADEMY/01\\_POWER\\_ACADEMY\\_GENERAL\\_ANTI\\_GUOS/p\\_general/VF\\_IFS0003AE.pdf](http://www.downloads.power-electronics.com/16%20POWER%20ACADEMY/01_POWER_ACADEMY_GENERAL_ANTI_GUOS/p_general/VF_IFS0003AE.pdf)
- REE. (2018). Instalaciones conectadas a la red de transporte peninsular: requisitos mínimos de diseño y equipamiento. *REE*, 6. Obtenido de [https://www.ree.es/sites/default/files/01\\_ACTIVIDADES/Documentos/AccesoRed/TI.E\\_02\\_040\\_Ed5\\_Cond\\_Tecnic\\_Conex\\_Terceros\\_RdT\\_Peninsular.pdf](https://www.ree.es/sites/default/files/01_ACTIVIDADES/Documentos/AccesoRed/TI.E_02_040_Ed5_Cond_Tecnic_Conex_Terceros_RdT_Peninsular.pdf)
- Rodríguez Inciarte, M. (2005). LOS RETOS DE LA ECONOMÍA. *ICE, Revista De Economía*.
- Rohten, J., Melín, P., Espinoza, J., Silva, J., Espinosa, E., Muñoz, J., & Sbarbaro, D. (2014). Resonant control for H-Bridge topologies based on single-phase Current-Source Inverters. *IEEE 23rd International Symposium on Industrial Electronics (ISIE), Istanbul*. Obtenido de <https://ieeexplore.ieee.org/abstract/document/6864838>
- Samanes Pascual, J., Pascual Miqueleiz, J., Berrueta Irigoyen, A., Araiz Vega, M., Catalán Ro, L., Aranguren Garacochea, P., & Arricibita de Andrés, D. (2017). *Energía Sostenible. Sin Malos Humos*. Pamplona: UPNA.
- Shafiee, S., & Topal, E. (2008). When will fossil fuel reserves be diminished? *ELSEVIER*, 186-189.



- Teodorescu, R., Blaabjerg, F., & Liserre, M. (2006). *Proportional-resonant controllers and filters for grid-connected voltage-source converters*. IEE Proceedings - Electric Power Applications. Obtenido de <https://ieeexplore.ieee.org/document/1705897/authors#authors>
- Tin, T. (2008). *Climate change. Faster, stronger, sooner*. WWF. Obtenido de [https://wwfeu.awsassets.panda.org/downloads/wwf\\_science\\_paper\\_october\\_2008.pdf](https://wwfeu.awsassets.panda.org/downloads/wwf_science_paper_october_2008.pdf)
- Universidad de Oviedo. (2009). *REGULACIÓN AUTOMÁTICA*. Obtenido de <http://isa.uniovi.es/docencia/raeutig/formulario.pdf>
- Uri-Bar, J. (2007). Lessons not Learned: Israel in the Post-Yom Kippur War Era. *Journal Israel Affairs*, 70-83.
- Woods Hole, M. (1979). *Carbon Dioxide and Climate: A Scientific Assessment*. Washington D.C.: National Academi of Sciences.